

**EKSİK TAHRİKLİ ROBOT MANİPULATÖRLERİN
KONTROLU VE DONANIMLI SİMÜLATÖRLE GERÇEKLENMESİ**

DOKTORA TEZİ
Y. Müh. Aydemir ARISOY
(504002155)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 31 Ocak 2008

Tezin Savunulduğu Tarih: 29 Temmuz 2008

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN

Eş Danışman : Doç. Dr. O.Seta BOGOSYAN

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Hakan TEMELTAŞ (İ.T.Ü.)

Prof. Dr. Ata MUĞAN (İ.T.Ü.)

Prof. Dr. Halit PASTACI (Y.T.Ü.)

Prof. Dr. Ali OKATAN (HALIÇ Ü.)

Prof. Dr. Eşref EŞKİNAT (BOĞAZİÇİ Ü.)

TEMMUZ 2008

Ö N S Ö Z

Bu tez çalışmamın her aşamasında rehberliğini ve yardımlarını her zaman açık bir şekilde gördüğüm, çalışma isteklerini sürekli yüksek tutabilen, prensipli ve disiplinli çalışma özelliklerini örnek aldığım değerli hocalarım ve tez danışmanlarım Prof Dr Metin GÖKAŞAN 'a, ve Doç.Dr. O.Seta BOGOSYAN'a teşekkürlerimi sunarım. Robotik Laboratuvarında bana çalışma imkanı sağlayan, verdiği “Robot Manipulatörlerinin Kontrolü” dersinden çok yararlandığım ve aynı zamanda tez izleme jürimde yer alan ve beni her zaman teşvik eden Prof.Dr. Hakan TEMELTAŞ'a ayrıca teşekkür ederim. Tez izleme jürimde yer alan ve beni teşvik eden yaklaşımları ile destek olan Doç.Dr.Ata MUĞAN'a teşekkür ederim. Tez savunma sınavımda değerli katkılarından dolayı Prof.Dr.Ali OKATAN'a, Prof.Dr.Halit PASTACI'ya, Prof.Dr.Eşref EŞKİNAT'a teşekkür ederim. Dersleri ile bana katkılar sağlayan hocalarım; rahmetli Prof.Dr.Tamer KUTMAN'a, Prof.Dr.Serhat ŞEKER'e, Doç.Dr.Fuat GÜRLEYEN'e, derslerini büyük bir keyifle dinlediğim Prof.Dr.Atilla BİR' e teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca Robotik laboratuvarındaki çalışmalarım sırasında bana içtenlikle destek veren değerli arkadaşlarım; Öğretim Görevlisi Dr.Murat YEŞİLOĞLU'na ve Araş.Gör.Y.Müh.M.Kürşat YALÇIN'a teşekkür ederim.

Doktora çalışmalarım süresince kurumsal olarak beni destekleyen ve teşvik eden Hava Kuvvetleri Komutanlığına ve Hava Harp Okulu K.lığına teşekkürlerimi arz ederim. HHO Dekanlığı Elkt. Müh. Böl. Başkanı Yrd.Doç.Dr.Hv.Müh.Alb. Serdar KARGIN'a ve çalışma arkadaşlarıma bana verdikleri sürekli destek için minnettarlığımı ifade etmek isterim.

Her zaman bana destek olan bugüne kadar bana güvenlerini sürekli hissettiğim anne ve babama ne kadar teşekkür etsem azdır. Sabırlarından, kendilerine ayırmam gereken zamanımı çalışmalarına vermem konusundaki fedakârlıklarından ve bütün desteklerinden dolayı eşim Zeynep Funda'ya, çocuklarım Y.Kıvanç'a ve N.Aslı'ya ayrıca teşekkür ederim.

TEMMUZ 2008

Aydemir ARISOY

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
Ö N S Ö Z	ii
KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	ix
ÖZET	x
SUMMARY	xiii
1 GİRİŞ	1
1.1 Eksik Takrikli Sistemlerin (ETS) Kontrolü Probleminin Tanımlanması.....	4
1.1.1 ETS Doğrusal Olmayan Dinamik Denklemleri	4
1.1.2 ETS Minimum Fazlı Olmayan Sıfır Dinamikleri	7
1.1.3 ETS Holonomik Olmayan Kısıtlar.....	10
1.2 Motivasyon.....	12
1.3 Yapılmış Çalışmalar	12
1.4 Tezin Katkısı	19
1.5 Tez Anlatım Düzeni	22
2 EKSİK TAHRİKLİ ROBOT MANİPULATÖRLER	24
2.1 Giriş.....	24
2.2 Tezde Ele Alınan Eksik Tahrikli Robot Manipulatörleri.....	25
2.2.1 Esnek Mafsallı Robot Kol (EMRK).....	25
2.2.2 EMRK Sıfır Dinamikleri Analizi	30
2.2.3 Pendubot.....	34
2.2.4 Pendubot Sıfır Dinamiklerinin Analizi	37
3 EKSİK TAHRİKLİ ROBOT MANİPULATÖRLERİN KONTROLU	40
3.1 Amaç	40
3.2 Kısmi Geribesleme Doğrusallaştırma Kontrol (KGDK)Yöntemi.....	40
3.3 Kayma Kipli Kontrol (KKK) Yöntemi	43
3.4 Yüksek Dereceli Kayma Kipli Kontrol (YDKKK).....	45
3.5 Esnek Mafsallı Robot Kol (EMRK) Hareket Kontrolü.....	46
3.5.1 KGDK Yöntemi ile EMRK Hareket Kontrolü	46
3.5.2 KKK Tabanlı KGDK Yöntemi İle EMRK Hareket Kontrolü	48
3.5.3 KKK Yöntemi İle EMRK Hareket Kontrolü	51

3.5.4	2-YDKKK Yöntemi İle EMRK Hareket Kontrolu	54
3.5.5	3-YDKKK Yöntemi İle EMRK Hareket Kontrolu	59
3.6	PENDUBOT Kontrolu	68
3.6.1	KGDK Yöntemi İle Denge Kontrolu	69
3.6.2	3-YDKKK Yöntemi İle Pendubot Kararsız Denge Noktası Kontrolu	71
3.7	Moment Harmonikleri Analizi	77
4	DONANIMLI SİMÜLATÖR (Dsim)	80
4.1	Donanımlı Benzetim Tekniği (DBT)	80
4.2	Dsim Donanım Yapısı	82
4.3	Dsim Yazılım Yapısı	84
4.4	Sistem ve Kontrolör Ölçeklendirme	84
4.5	Dsim ile Kontrol Sistemi Gerçeklenmesi	89
5	SONUÇLAR	91
5.1	Giriş	91
5.2	Esnek Mafsallı Robot Kol Hareket Kontrolu	92
5.2.1	KGDK Yöntemi İle Hareket Kontrolu	92
5.2.2	KKK Tabanlı KGDK Yöntemi ile EMRK Kontrolu	96
5.2.3	KKK Yöntemi ile EMRK Kontrolu	97
5.2.4	Moment Harmonikleri Analizi	100
5.2.5	2-YDKKK Yöntemi ile EMRK Kontrolu	102
5.2.6	Moment Harmonikleri Analizi	106
5.2.7	3-YDKKK Yöntemi ile EMRK Kontrolu	108
5.2.8	Moment Harmonikleri Analizi	114
5.3	Pendubot	116
5.3.1	KGDK Yöntemi ile Denge Kontrolu	116
5.3.2	3-YDKKK Yöntemi ile Denge Kontrolu	118
6	DEĞERLENDİRME VE SONUÇ	123
	KAYNAKLAR	128
	ÖZGEÇMİŞ	135

KISALTMALAR

DBT	: Donanımlı Benzetim Tekniği
Dsim	: Donanımlı Simülatör
DGMod	: Darbe Genişliği Modülasyonu
DT	: Doğrudan Tahrikli
DTM	: Doğrudan Tahrikli Motor
EMRK	: Esnek Mafsallı Robot Kol
ETRM	: Eksik Tahrikli Robot Manipülatörleri
ETS	: Eksik Tahrikli Sistemler
KGDK	: Kısmi Geribesleme Doğrusallaştırma Kontrol
KKK	: Kayma Kipli Kontrol
SD	: Serbestlik Derecesi
YDKKK	: Yüksek Dereceli Kayma Kipli Kontrol

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 3.1 : Pendubot Denge Noktaları.....	68
Tablo 5.1 : EMRK Sistem Parametreleri	92
Tablo 5.2 : Pendubot Sistem Parametreleri.....	116

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1 : İki eklemlili bir düzlemsel robot kol	5
Şekil 2.1 : Esnek Mafsallı Robot Kol (EMRK)	25
Şekil 2.2 : Doğrudan tahrikli motor dinamikleri blok diyagramı	29
Şekil 2.3 : Pendubot	34
Şekil 3.1 : KGDK sistemi blok diyagramı	48
Şekil 3.2 : KKK tabanlı KGDK yöntemi kontrol sistemi blok diyagramı	50
Şekil 3.3 : Pendubot için KGDK blok diyagramı	70
Şekil 3.4 : DT motor ve sürücüsü	78
Şekil 4.1 : Dsim blok diyagramı	81
Şekil 4.2 : Dsim motor ve sürücüleri	82
Şekil 4.3 : Dsim fotografik blok diyagramı	83
Şekil 4.4 : Dsim yazılım yapısı	85
Şekil 4.5 : Kontrol edilen ETRM kontrol blok diyagramı	86
Şekil 4.6 : Donanımlı benzetimi yapılan ETRM kontrol blok diyagramı	87
Şekil 4.7 : Dsim ile kontrol işareti üretimi	89
Şekil 4.8 : Dsim ile yük açısal momenti üretimi	90
Şekil 4.9 : Dsim ile ölçülemeyen değişkenlerin türetilmesi	90
Şekil 5.1 : Dsim deney düzeneği	91
Şekil 5.2 : PD tabanlı KGDK yöntemi a) $y_r(\dots)$ ve $y(-)$ b) e c) u	93
Şekil 5.3 : Şekil kiplerinin değişimi a) q_1 b) q_2	93
Şekil 5.4 : İzleme kontrol performansı (Dsim)	94
Şekil 5.5 : İzleme hatası	94
Şekil 5.6 : a) y_r ve y ; b) q_1 , ve c) q_2 değişimleri	95
Şekil 5.7 : Detay a) y_r ve y b) q_1 , c) q_2 değişimleri	95
Şekil 5.8 : a) Uç konum hatası- e - b) Kontrol işareti- u -	95
Şekil 5.9 : KKK tabanlı kontrolör performansı	96
Şekil 5.10 : a) Uç konum hatası- e - b) Uygulanan kontrol işareti- u -	97
Şekil 5.11 : KKK yöntemi ile a) “ y_r ” ve “ y ” değişimi b) q_1 c) q_2	98
Şekil 5.12 : KKK yöntemi a) e b) u b) sistem dinamiği ($\tau_{yük}$)	98
Şekil 5.13 : KKK yöntemi ile a) “ y_r ” ve “ y ” değişimi b) q_1 c) q_2	99
Şekil 5.14 : KKK yöntemi ile a) e b) u b) sistem dinamiği ($\tau_{YÜK}$)	100
Şekil 5.15 : Sistem moment dalgalanmalarının tespiti için ref. açısal hız	101
Şekil 5.16 : KKK yöntemi ile sistem üzerinde oluşan harmoniklerin genliği	101
Şekil 5.17 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) “ y ” ve “ y_r ” b) q_1 c) q_2	103
Şekil 5.18 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) “ y_r ” ve “ y ” b) q_1 c) q_2	103
Şekil 5.19 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) $e=y-y_r$ b) u c) $\tau_{yük}$	103
Şekil 5.20 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) $e=y_r-y$ b) u c) $\tau_{yük}$	103
Şekil 5.21 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) y ve y_r b) q_1 c) q_2	105
Şekil 5.22 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) y_r ve y b) q_1 c) q_2	105
Şekil 5.23 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) e b) u b) $\tau_{yük}$	105
Şekil 5.24 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) e b) u b) $\tau_{yük}$	105
Şekil 5.25 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) referans y ve y_r b) q_1 c) q_2 ..	106

Şekil 5.26 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) y_r ve y b) q_1 c) q_2	106
Şekil 5.27 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) e b) u b) $\tau_{yük}$	106
Şekil 5.28 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) e b) u b) $\tau_{yük}$	106
Şekil 5.29 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yönt. ile harmonik analizi referans işaret..	107
Şekil 5.30 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yönt. ile harmonik analizi referans işaret	107
Şekil 5.31 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile sistem harmoniklerin genliği..	107
Şekil 5.32 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile sistem harmoniklerin genliği	107
Şekil 5.33 : KKK ve 2-YDKKK yöntemleri karşılaştırmalı FFT analizi.....	108
Şekil 5.34 : Sürekli işaretli 3-YDKKK yöntemi ile uç konum kontrolu a) y_r ve y b) q_1 c) q_2 d) “ e ” e) u	110
Şekil 5.35 : Süreksiz işaretli 3-YDKKK yöntemi ile uç konum kontrolu a) y_r ve y b) q_1 c) q_2 d) “ e ” e) u	110
Şekil 5.36 : Sürekli ve süreksiz 3-YDKKK yöntemlerinin periyodik bozucu altında karşılaştırılması (a) e (b) q_1 (c) q_2 (d) τ_{pb}	111
Şekil 5.37 : Farklı uç yüklerinde 3-YDKKK yöntemleri ile uç konumlandırma hatası “ e ” a) sürekli işaretli (b) süreksiz işaretli	111
Şekil 5.38 : Sürekli işaretli 3-YDKKK	113
Şekil 5.39 : Süreksiz işaretli 3-YDKKK	113
Şekil 5.40 : 3-YDKKK yöntemlerinin farklı uç yüklerinde yörünge izleme kontrolu uç noktası yörünge izleme hatası “ e ” (a) Sürekli işaretli 3-YDKKK yöntemi (b) Süreksiz işaretli 3-YDKKK yöntemi	114
Şekil 5.41 : 3-YDKKK yöntemleri karşılaştırmalı FFT analizi	115
Şekil 5.42 : KKK, 2-YDKKK ve 3-YDKKK yöntemleri FFT analizi	115
Şekil 5.43 : PD Tabanlı KGDK Yöntemi ile q_1 ve q_2 Konumları	117
Şekil 5.44 : Uygulanan Kontrol İşareti	117
Şekil 5.45 : Pendubot için 3-YDKKK yöntemi ile denge kontrolu a) $q_{1r} - q_1$ b) q_2	118
Şekil 5.46 : a) Kontrol işareti b) Pendubot dinamiği ($\tau_{yük}$)	119
Şekil 5.47 : Pendubot için 3-YDKKK yöntemi ile denge kontrolu a) $q_{1r} - q_1$ b) q_2	119
Şekil 5.48 : a) Kontrol işareti b) Pendubot dinamiği ($\tau_{yük}$)	120
Şekil 5.49 : Pendubot için 3-YDKKK yöntemi ile denge kontrolu a) $q_{1r} - q_1$ b) q_2	120
Şekil 5.50 : a) Kontrol işareti b) Pendubot dinamiği ($\tau_{yük}$)	121
Şekil 5.51 : 3-YDKKK yöntemi ile denge kontrolu (geniş yakalama açısı)	122
Şekil 5.52 : Denge kontrolu (geniş yakalama açısı) a) kontrol işareti b) Pendubot dinamiği ($\tau_{yük}$)	122

SEMBOL LİSTESİ

A	: Esnek mafsallı kol kesit alanı
E	: Esnek mafsallı kol Young modülü
I_Z	: Esnek mafsallı kol kesit alanı eylemsizlik momenti
L	: Esnek mafsallı kol uzunluğu
g	: Yerçekimi ivmesi
I_1	: Mafsalsal 1 için eylemsizlik momenti
I_2	: Mafsalsal 2 için eylemsizlik momenti
l_2	: Mafsalsal 2 için uzunluk
l_1	: Mafsalsal 1 için uzunluk
l_{c1}	: Mafsalsal 1 kütle merkezinin uzunluğu
l_{c2}	: Mafsalsal 2 kütle merkezinin uzunluğu
m	: Uç yük kütlesi
m_1	: Mafsalsal 1 in kütlesi
m_2	: Mafsalsal 2 in kütlesi
τ	: Uygulanan moment
q_1	: Esnek mafsallı kol şekil kipi-1
q_2	: Esnek mafsallı kol şekil kipi-2
ρ	: Kütle yoğunluğu
θ	: Eklem dönüş açısı(konum)
σ	: Kayma kipi
u	: Kontrol işareti

EKSİK TAHRIKLİ ROBOT MANİPÜLATÖRLERİN KONTROLU VE DONANIMLI SİMÜLATÖRLE GERÇEKLENMESİ

ÖZET

Bu tez çalışmasında, eksik tahrikli robot manipülatörlerinin kontrolü için dayanıklı kontrol yöntemleri kullanılarak yüksek performanslı kontrolör tasarımı ele alınmıştır. Tasarlanan kontrolörler donanımlı benzetim tekniği kullanılarak gerçekleştirilmiş ve performans değerlendirmeleri donanımlı simülatör ile deneysel olarak yapılmıştır. Eksik tahrikli robot manipulatörler olarak; esnek mafsallı robot kol ve eklemlerinden biri tahrikli diğeri tahriksiz olan iki serbestlik dereceli pendubot dinamik modelleri kullanılmıştır.

I-SD (Bir serbestlik dereceli) esnek mafsallı robot kolun hassas hareket kontrolü problemi, özellikle hafif ve esnek yapısı ile matematiksel modelinde yer alan şekil kipleri dikkate alındığında; oldukça karmaşık doğrusal olmayan ve ayrışmayan dinamik denklemleri ile kontrol alanında önemli bir problemidir. Bu problemle ucuna bağlı değişken yüklerle tahrik edilen hafif ve esnek yapılı uzay manipulatörlerinde karşılaşılır. Bununla birlikte tek eklemlili esnek mafsallı kol yapısı; uzun menzilli atış yapabilen, hafif yapılı, uzun namlulu yeni nesil bir silah sisteminde de karşılaşılır. Tezde bu tip bir sistem simüle edilmeye çalışılmıştır. Sistemin esnek yapısına ilave olarak bir ateşleme anında oluşabilecek dış bozucuları temsil etmek amacıyla periyodik bir darbe fonksiyonu sisteme ilave edilmiştir. Uzun menzilli konvansiyel bir top namlusu olarak esnek kol sisteminin hassas konumlandırması ve dış bozuculara karşı dayanıklı kontrol sistemi gerekliliği değerlendirildiğinde; dayanıklı kontrol sistemine sahip, esnek mafsallı robot kol sisteminin kontrolü probleminin önemi bir kat daha artmaktadır. Bu tezde, esnek mafsallı robot kol sisteminin kullanılabileceği alanlarda gözönüne alınarak; hassas konum ve yörünge izleme

kontrolü için kontrolör tasarımı; kısmi geribesleme doğrusallaştırma kontrol (partial feedback linearization control) KGDK, kayma kipli kontrol (sliding mode control - SMC-) KKK ve yüksek dereceli kayma kipli kontrol (high order sliding mode control -HOSMC-), YDKKK, yöntemleri kullanılarak çalışılmıştır. Tasarlanan kontrolörlerin donanımlı benzetim tekniği (hardware in the loop -HIL- simulation method), DBT, ile donanımlı simülatör (HIL Simulator), Dsim, kullanılarak deneysel olarak performans değerlendirmeleri yapılmıştır. Önerilen kontrolörlerden olan sürekli kontrol işaretli 3ncü dereceden yüksek dereceli kayma kipli kontrol yöntemi (3rd order HOSMC method with continuous input), literatürde mevcut ve güncel bir yaklaşım olan süreksiz kontrol işaretli 3ncü dereceden yüksek dereceli kayma kipli kontrol yöntemi (3rd order HOSMC method with discontinuous input) ile karşılaştırılmıştır. Donanımlı simülatör ile yapılan deneysel karşılaştırmada, sadece konum ve yörünge izleme performansları değil, harmonik analizi de yapılarak, sistem harmonikleri açısından yöntemlerin etkinliğinin değerlendirilmesi yapılmıştır. Kontrol edilen sistemlerde doğrudan tahrikli motorların kullanıldığı göz önüne alındığında, bütün sistem dinamik etkilerinin, eklem motorunda aktarma organı olmaması nedeniyle, doğrudan motor miline aktarılması söz konusu olacaktır. Diğer taraftan motor milindeki moment salınımları da yük tarafını doğrudan etkileyecektir. Bu nedenle yük tarafındaki doğrusal olmayan dinamik etkiler ve titreşim etkileri, motor moment salınımları ile birlikte hassas konumlama yapılacak sistemi etkileyecektir. Buna göre; doğrudan tahrikli sistemler için tasarlanan kontrolörlerin motor harmoniklerini bastırabilmesi açısından incelenmesi önemlidir.

Pendubotun kararsız denge noktasında denge kontrolü ve denge noktaları civarında salınım kontrolü bu tez çalışmasında incelenmiştir. Kısmi geribesleme doğrusallaştırma kontrol yöntemi ile türetilen algoritmanın bilgisayar ortamında benzetimi yapılmıştır. 3 ncü dereceden YDKKK yöntemi kullanılarak tasarlanan kontrolör donanımlı simülatör (Dsim) ortamında gerçek-zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir.

Bu tez çalışmasında, eksik tahrikli robot manipulatörlerin hareket kontrolü için türetilen kontrolörlerin gerçekleştirilmesi bir Dsim kullanılarak yapılmıştır. Donanımlı simülatör de bulunan donanımlar gerçek sistemin hareketlendiricileri (actuators), onların sürücülerini ve kontrolörünü içerir. Bu amaçla; doğrudan tahrikli eklem

motorları kullanılmıştır. Doğrudan tahrikli iki motor Dsim de yer almaktadır ve millerinden birbirine akupple bağlanmışlardır. Biri eklem hareketini, diğeri ise yükü temsil eder. Bu nedenle motorlardan biri sistemi tahrik eden momenti temsil ederken, mile bağlı olan diğeri motor ise tahrik edilen sistemin dinamikleri nedeniyle oluşacak toplam yük momentlerini üreterek aynı eksen üzerindeki tahrik motoruna yük olarak etki etmektedir. Bu iki motor “tahrik motoru” ve “yük motoru” olarak yüksek performanslı bir mikrokontrolcü üzerinden ayrı sürülürler. Kontrolör kartı analog ve dijital giriş-çıkış birimleri ile yüksek performanslı bir mikrokontrolör sisteminden oluşmaktadır. Donanımlı benzetim tekniğinde amaç; kontrol edilen sistem yerine sistemin önemli donanım elemanlarının benzetim çevrimi içinde yer almasını sağlayarak bilgisayar benzetiminin üzerinde sistem davranışı hakkında daha gerçekçi analizler yapabilmektir. Bu amaçla tanımlanan donanımlı benzetim ortamı, eksik tahrikli robot manipülatörleri için tasarlanan kontrolörlerin denenmesi, analizlerinin ve performans değerlendirmelerinin yapılabilmesi için oldukça yararlıdır.

CONTROL OF UNDERACTUATED ROBOT MANIPULATORS AND THEIR IMPLEMENTATION ON A HARDWARE-IN-THE-LOOP SIMULATOR

SUMMARY

In this thesis study, high performance controller design for control of the underactuated robot manipulators are realized using robust control methods. Designed controllers are implemented using hardware in the loop simulation technique and their performance evaluations are made experimentally on hardware in the loop simulator. Dynamik models of flexible link robotic arm and pendubot has two degree of freedoms and has two joints one of them is no-actuated and other is actuated have been used as underactuated robot manipulators.

The problem of the precise motion control of *1-DOF* (Degree of Freedom) flexible link robotic arm is a challenging problem in control area, especially for a lightweight and flexible structure considering shape modes including dynamic model with highly nonlinear and decomposed dynamic equations. With this problem is encountered by lightweight and flexible space robot manipulators with different tip payloads. Meanwhile, flexible link arm is encountered in long range-lightweight-long barrel new generation artillery system. This type of a system is tried to simulate in thesis. Additionally flexible structure of the system, a periodic impule function is added to simulate external disturbances occuring in fire operation time. Evaluating of the necessity of the robust control system, to precise positioning and robust to external disturbances of flexible arm system as a barrel of long range conventional artillery, the control problem importance of a flexible link robot arm is increased one more time.

In this thesis, controller design for precise position and trajectory tracking control of the flexible link arm considering its usage area is studied using partial feedback linearization control (PFLC), sliding mode control (SMC) and high order sliding mode control (HOSMC) methods. Designed controllers are tested experimentally for performance evaluation with hardware in the loop (HIL) simulation technique using a HIL simulator. One of the proposed controllers is a 3rd order HOSMC method with continuous control signal is compared with 3rd order HOSMC method with discontinuous control signal that is actual approach according to literature. Comparison of the methods is experimentally fulfilled using HIL simulator, and additionally torque ripple analysis is made to evaluate of the methods aspect from system harmonics.

Considering usage of the direct drive motors in controlled systems, of all system dynamics affect system are transferred directly to motor shaft due to no gear box in joint motor. On the otherhand torque ripples on the motor shaft will be affected directly to load side. Because effects of the nonlinear dynamics and vibrations in load side together with motor torque ripples will effect system which will be made precise positioning. According to the this, designed controllers for direct drive systems is crucial to investigate aspect from suppressing motor harmonics.

Balance control of the pendubot in unstable balance points and swing up around stable points are investigated in this thesis study. Derived algorithm using partially feedback linearization method has been simulated in computer environment. Designed controller using 3rd order HOSMC method is implemented in real-time on HIL simulator platform.

In this thesis study, implementation of the derived controllers for motion control of underactuated robot manipulators has been made using a HIL simulator. Hardware in the HIL simulator includes actuators, its drivers and controler of the actual system.

With this aim, DD joint motors are used. Two DD motors take part in HIL simulator and couple through their shafts. One of the motors represents joint motion, other represents load. Therefore, while one of the motors represents system actuator torque, the other motor is used for generation of the dynamics of the controlled system via the torque applied to the shaft. The two motors acting as “actuator” and “load torque simulator” are driven separately by a high performance microcontroller

board. Controller board consists of a high performance microcontroller system with analog and digital input-output units. Main aim is to use HIL simulation method is able to make more realistic analysis about behaviors of the system dynamics in real-time. It is over computer simulation since the simulator incorporates some of the crucial hardware of the actual system that takes part in the loop. For this purpose defined HIL simulation environment is useful to test, analysis and performance evaluation of designed controllers for underactuated robot manipulators.

1 GİRİŞ

Robot manipülatörlerin hareket kontrolüne yönelik; dayanıklı kontrol, adaptif kontrol, akıllı kontrol vb. gibi, yeni kontrol yaklaşımlarını içeren pek çok çalışma, 70'li yılların başından itibaren ortaya konmuştur. Uygulamada tam tahrikli sistemler sınıfında olan bu robot manipülatörleri, serbestlik derecesi adedince tahrik ünitesine sahiptirler. Kontrol sistemleri manipülatör eklemlerinin birbirlerinden bağımsız veya birbirleri ile etkileşimli olarak kontrol edilmesi esasına göre tasarlanmaktadır [1]. Robot manipülatörlerinin sahip olduğu bu tahrik ünitelerinden birinin veya birkaçının arızalanması durumunda bütün sistemin çalışamaz hale gelmesi ciddi ekonomik kayıplara sebebiyet vermektedir. Bu noktada, robot manipülatörlerinin serbestlik derecesinden daha az tahrik ünitesine sahip olması durumunda da işlevini sürdürebilir mi? sorusu karşımıza yeni bir araştırma alanı olarak çıkmaktadır. Bununla birlikte; herhangi bir arıza olmaksızın da eksik tahrikli dinamik yapıya sahip veya bu şekilde ele alınabilecek çok sayıda sistem mevcuttur. Bunlardan esnek mafsallı kol [2] ve esnek eklem [3] yapısına sahip genel olarak esnek (flexible) manipülatörler olarak ifade edilen sistemler, yürüyen robotlar [4], mobil robotlar [5], uzay çalışmalarında kullanılan robot kolları [6], gemiler, denizaltı uygulamalarında kullanılan robot kol yapıları ve özel amaçlı tasarlanmış bir ucu tavana sabitlenmiş bir kaç eklemlili jimnastikçi robot [7] gibi örneklerini artırabileceğimiz sistemlerin ortak özellikleri, sistem serbestlik derecelerinden daha az sayıda kontrol işaretlerine sahip olmalarıdır [8]. Bu nedenle, eksik tahrikli sistemlerin yani sistem serbestlik derecesinden daha az sayıda kontrol işareti uygulanabilen mekanik veya robotik sistemlerin kontrol sistemi tasarımı son yıllarda ilgi çekici hale gelmiştir.

Mafsallarının yapısal olarak esnekliğe sahip olması nedeniyle dinamiklerinde şekil kipleri içeren ve Eksik Tahrikli Sistemler (ETS) sınıfında yer alan Esnek Mafsallı Robot Kol bu tez çalışmasının kapsamında Eksik Tahrikli Robot Manipülatör (ETRM) olarak değerlendirilmiş ve kontrol edilen sistem olarak kullanılmıştır. Esnek mafsallı robot manipülatörlerinin uç konum kontrolü ve hareketli hedefleri takip edebilme, yani yörünge izleme kontrolü için yüksek performanslı kontrolör tasarımı

bu tez çalışması içinde ele alınmaktadır. Bu sisteme ilaveten, laboratuvar tipi eksik tahrikli robot manipülatörü olan ; PENDUBOT (PENDulum roBOT), birinci ekleminde tahrik birimi bulunan iki eklemlili robot kol yapısına sahip robotik sistemin, kararsız denge noktalarında kontrolü ele alınmaktadır.

Bir serbestlik dereceli esnek mafsallı robot kolun hassas hareket kontrolü problemi, özellikle hafif ve esnek yapısı ile matematiksel modelinde yer alan şekil kipleri dikkate alındığında; aşırı doğrusal olmayan ve ayrışmayan dinamik denklemleri ile kontrol alanında oldukça zorlayıcı bir çalışma konusudur. Hafif yapılı uzay robot manipülatörü olarak kullanıldığı öngörülürse; çalışma esnasında oluşan esneme, titreşimler ve farklı kütlelere sahip uç yükü ile birlikte hareket kontrolünün sadece eklem motoruna uygulanabilen kontrol işareti ile sağlandığı düşünülürse yüksek performanslı kontrolör gerektirdiği açıktır. Bununla birlikte tek eklemlili esnek mafsallı kol yapısının; uzun menzilli atış yapabilen, hafif yapılı, uzun namlulu yeni nesil bir silah sisteminin modeli olarak kullanılabileceği bu tez çalışmasında düşünülmüştür. Buna göre ateşleme anında oluşabilecek dış bozucular periyodik darbe fonksiyonu olarak ilave bozucu olarak dikkate alınmıştır. Uzun menzilli konvansiyel bir top namlusu olarak esnek kol sisteminin hassas konumlandırması ve dış bozuculardan etkilenmeyen kontrol sistemi gerekliliği değerlendirildiğinde; dayanıklı kontrol sistemine sahip, esnek mafsallı robot kol sisteminin kontrolü probleminin önemi bir kat daha artmaktadır. Bu tezde, esnek mafsallı robot kol sisteminin kullanılabileceği alanlarda gözönüne alınarak; hassas konum ve yörünge izleme kontrolü için kontrolör tasarımı; kısmi geribesleme doğrusallaştırma kontrol (partial feedback linearization control), kayma kipli kontrol (sliding mode control - SMC-) ve yüksek dereceli kayma kipli kontrol (high order sliding mode control - HOSMC-) yöntemleri kullanılarak çalışılmıştır. Tasarlanan kontrolörlerin donanımlı benzetim tekniği (hardware in the loop -HIL- simulation method) ile donanımlı simülator (HIL Simulator) kullanılarak deneysel olarak performans değerlendirmeleri yapılmıştır. Önerilen kontrolörlerden olan sürekli kontrol işaretli 3ncü dereceden yüksek dereceli kayma kipli kontrol yöntemi (3rd order HOSMC method with continuous input), literatürde mevcut ve güncel bir yaklaşım olan süreksiz kontrol işaretli 3ncü dereceden yüksek dereceli kayma kipli kontrol yöntemi (3rd order HOSMC method with discontinuous input) ile karşılaştırılmıştır. Donanımlı simülator ile yapılan deneysel karşılaştırmada, sadece konum ve yörünge izleme

performansları değil, tahrik motorunun harmonik analizi de yapılarak, sistem harmonikleri açısından yöntemlerin etkinliğinin değerlendirilmesi yapılmıştır. Kontrol edilen sistemlerde doğrudan tahrikli motorların kullanıldığı göz önüne alındığında, bütün sistem dinamik etkilerinin, eklem motorunda aktarma organı olmaması nedeniyle, doğrudan motor miline aktarılması sözkonusu olacaktır. Bunun dışında motordaki moment harmonikleri de yük tarafını doğrudan etkileyecektir. Bu nedenle gerek yükteki doğrusal olmayan dinamik etkiler ve titreşim etkileri gerekse motorun moment harmonikleri ile birlikte hassas konumlama yapılacak sistemi etkileyecektir. Tasarlanan kontrolörlerin sistem harmoniklerini azaltabilme başarımının incelenmesi bu açıdan önem kazanmaktadır.

Laboratuvar tipi eksik tahrikli robot manipülatörü olan pendubotun kararsız denge noktalarında denge kontrolü ve denge noktaları civarında salınım kontrolü başarımları bu tez çalışmasında incelenmiştir. Ele alınan dayanıklı kontrol yöntemleri ile bu sistem için de türetilen kontrol algoritmalarının başarımları bilgisayar ortamında ve donanımlı benzetimi, donanımlı simülatör (Dsim) ile deneysel olarak incelenmiştir.

Donanımlı simülatör (Dsim) de bulunan donanımlar gerçek sistemin hareketlendirici (actuator) ve onun sürücüsüyle, kontrolörünü içerir. Bu amaçla; doğrudan tahrikli eklem motorları kullanılmıştır. Doğrudan tahrikli iki motor Dsim de yer almaktadır ve millerinden birbirine akuple bağlanmışlardır. Biri hareketi, diğeri ise yükü temsil eder. Bu nedenle motorlardan biri sistemi tahrik eden momenti temsil ederken, mile bağlı olan diğeri motor ise tahrik edilen sistemin dinamikleri nedeniyle oluşacak toplam yük momentlerini üreterek aynı eksen üzerindeki tahrik motoruna yük olarak etki etmektedir. Bu iki motor “tahrik motoru” ve “yük motoru” olarak yüksek performanslı bir kontrol üzerinden ayrı sürülürler. Kontrolör kartı analog ve dijital giriş-çıkış birimleri ile yüksek performanslı bir mikrokontrolör sisteminden oluşmaktadır. Donanımlı benzetim tekniğinde amaç; kontrol edilen sistem yerine sistemin önemli donanım elemanlarının benzetim çevrimi içinde yer almasını sağlayarak bilgisayar benzetiminin üzerinde sistem davranışı hakkında daha gerçekçi analizler yapabilmektir. Bu amaçla tanımlanan donanımlı benzetim ortamı, eksik tahrikli robot manipülatörleri için tasarlanan kontrolörlerin denenmesi, analizlerinin ve performans değerlendirmelerinin yapılabilmesi için oldukça yararlıdır.

1.1 Eksik Tahrikli Sistemlerin (ETS) Kontrolü Probleminin Tanımlanması

Sistemde bulunan tahrik ünitesi sayısının, bu genellikle robot manipülatörlerinin eklemlerinde bulunan elektrik motorları olarak düşünülebilir, sistem yapılandırma (konfigürasyon) değişkenlerinin sayısından yada sistem serbestlik derecesinden daha az olduğu sistemlere “Eksik Tahrikli Sistemler (ETS)” denir. Çok eklemlili bu sistemlerin dinamik denklemleri genellikle; Coriolis, merkezkaç, yerçekimi gibi mafsallar arası etkileşimden kaynaklanan doğrusal olmayan terimler içermektedirler. Bu sistemlerin, ileri-yol dinamik denklemleri oldukça karmaşık ve doğrusal olmayan özellikler (forward nonlinearities) içeren sistem yapısındadır. Minimum fazlı olmayan sıfır dinamikler (non-minimum phase zero dynamics) ve holonomik olmayan kısıtlar (non-holonomic constraints) içerirler [9]. Denklem sistemi olarak (1.1) de olduğu gibi yazılır.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, u) \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{1.1}$$

1.1.1 ETS Doğrusal Olmayan Dinamik Denklemleri

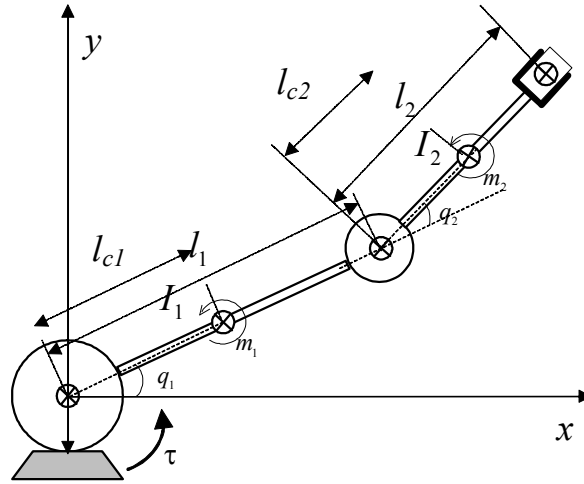
Eksik tahrikli sistemlerin (ETS) dinamik denklemlerini açıklayabilmek için, çok eklemlili bir robot manipülatörün dinamik denklemleri kullanılabilir. Çok eklemlili bir robot manipülatörün dinamik denklemleri (1.2) verildiği gibidir.

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = B\tau\tag{1.2}$$

Bu ifadede; $q \in R^n$; konfigürasyon değişkenleri vektörünü, $B \in R^{n \times m}$ bütün q ’lar için tam ranka sahip matris olmak üzere $\tau \in R^m$; sisteme uygulanması gereken momentleri, $M(q)$; kütle ve eylemsizlik terimlerini, $C(q, \dot{q})$; Coriolis veya merkezkaç terimlerini, $G(q)$; yerçekimi terimlerini içermektedir.

Şekil 1.1 de verilen 2-eklemlili bir robot manipulatörü için; konfigürasyon değişkenleri vektörü $q^T = (q_1, q_2)^T$, $q_1 \in R^m$ ve $q_2 \in R^{n-m}$ şeklinde verirsek ve sistem serbestlik derecesi ($n=2$) ve sistem kontrol işaretleri sayısı ($m=1$), $m < n$ yani sistem

kontrol işareti sayısı, sistem serbestlik derecesinden az olduğu sistem ETS yapısındadır ve ele alınan 2-eklemlı bir robot manipulatörü için (1.2) ile verilen sistem aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.



Şekil 1.1 : İki eklemlı bir düzlemsel robot kol

m_1 : maşsal 1 in kütlesi

m_2 : maşsal 2 in kütlesi

l_1 : maşsal 1 in uzunluğu

l_2 : maşsal 2 in uzunluğu

l_{c1} : maşsal 1 kütle merkezinin uzunluğu

l_{c2} : maşsal 2 kütle merkezinin uzunluğu

I_1 : maşsal 1 in eylemsizlik momenti

I_2 :maşsal 2 nin eylemsizlik momenti

g : yerçekimi ivmesi

q_1 : maşsal 1 in x eksenı ile yaptığı açı

q_2 : maşsal 2 nin maşsal-1 le yaptığı açı

τ : uygulanan moment

$$m_{11}\ddot{q}_1 + m_{12}\ddot{q}_2 + C_1(q_1, \dot{q}_1, q_2, \dot{q}_2) + G_1(q_1, q_2) = b\tau \quad (1.3)$$

$$m_{12}\ddot{q}_1 + m_{22}\ddot{q}_2 + C_2(q_1, \dot{q}_1, q_2, \dot{q}_2) + G_2(q_1, q_2) = 0 \quad (1.4)$$

Sistem denklemleri açık olarak (1.3) ve (1.4) ile yeniden yazıldıktan sonra, $q^T = (q_1, q_2)^T$ şeklinde iki adet konfigürasyon değişkenine yada iki serbestlik derecesine sahip olmasına rağmen tahrik elemanı ile bunlardan birine giriş işareti uygulandığı (1.3) ifadesinde görölmektedir. Bu denklemlerde yer alan b matrisi $m \times m$

boyutludur ve tersi alınabilir. Denklemleri karmaşıklıktan kurtarmak için (1.5) ile verilen a_i parametreleri $i=(1,...,5)$ tanımlanabilir.

$$\begin{aligned}
a_1 &= m_1 l_{c1}^2 + m_2 l_1^2 + I_1 \\
a_2 &= m_2 l_{c2}^2 + I_2 \\
a_3 &= m_2 l_1 l_{c2} \\
a_4 &= m_1 l_{c1} + m_2 l_1 \\
a_5 &= m_2 l_{c2}
\end{aligned} \tag{1.5}$$

$M(q)$; kütle ve eylemsizlik terimlerini, $C(q, \dot{q})$; Coriolis veya merkezkaç terimlerini, $G(q)$; yerçekimi terimlerini içeren matrisler daha açık olarak a_i parametrelerine göre (1.6), (1.7) ve (1.8) ile verilmiştir.

$$M(q) = \begin{bmatrix} a_1 + a_2 + 2a_3 \cos q_2 & a_2 + a_3 \cos q_2 \\ a_2 + a_3 \cos q_2 & a_2 \end{bmatrix} \tag{1.6}$$

$$C(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} -a_3 \sin(q_2) \dot{q}_2 & -a_3 \sin(q_2) \dot{q}_2 - a_3 \sin(q_2) \dot{q}_1 \\ a_3 \sin(q_2) \dot{q}_1 & 0 \end{bmatrix} \tag{1.7}$$

$$G(q) = \begin{bmatrix} a_4 g \cos q_1 + a_5 g \cos(q_1 + q_2) \\ a_5 g \cos(q_1 + q_2) \end{bmatrix} \tag{1.8}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \tau \tag{1.9}$$

$B=(1,0)^T \tau$ için (1.2) hareket denkleminde (1.6), (1.7) ve (1.8) matrisleri yerine konur ve büyük dereceli konfigürasyon değişkenlerine göre düzenlenirse ileri-yol dinamik denklemleri aşağıdaki gibi (1.10) ve (1.11) ile elde edilir.

$$\ddot{q}_1 = \frac{1}{a_1 a_2 - a_3^2 \cos^2 q_2} \left[\begin{aligned} &a_2 a_3 \sin q_2 (\dot{q}_1 + \dot{q}_2)^2 + a_3^2 \cos q_2 \sin q_2 (\dot{q}_1^2) - a_2 a_4 g \cos q_1 \dots \\ &+ a_3 a_5 g \cos q_2 \cos(q_1 + q_2) + a_2 \tau_1 \end{aligned} \right] \quad (1.10)$$

$$\ddot{q}_2 = \frac{1}{a_1 a_2 - a_3^2 \cos^2 q_2} \left[\begin{aligned} &-a_3(a_2 + a_3 \cos q_2) \sin q_2 (\dot{q}_1^2 + 2\dot{q}_1 \dot{q}_2 + \dot{q}_2^2) \dots \\ &-(a_1 + a_3 \cos q_2) a_3 \sin q_2 (\dot{q}_1^2) + (a_2 + a_3 \cos q_2)(a_4 g \cos q_1 - \tau_1) \dots \\ &-(a_1 + a_3 \cos q_2) a_5 g \cos(q_1 + q_2) \end{aligned} \right] \quad (1.11)$$

Elde edilen ileri yol dinamik denklemlerinde $u = \tau_1$ olduğu dikkate alınır ve durum değişkenleri (1.12) olarak seçildiğine göre;

$$\begin{bmatrix} x_1 = q_1 \\ x_2 = \dot{q}_1 \\ x_3 = q_2 \\ x_4 = \dot{q}_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \ddot{q}_1 \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = \ddot{q}_2 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

(1.10) ve (1.11), (1.12) de düzenlenirse aşırı doğrusal olmayan sistem yapısı görülür. Aşırı doğrusal olmayan sistem formu (1.13) ile aşağıda verilmiştir. Bu ifade de yer alan f, h doğrusal olmayan fonksiyonları göstermektedir.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u) \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (1.13)$$

1.1.2 ETS Minimum Fazlı Olmayan Sıfır Dinamikleri

Eksik tahrikli sistemlerin yukarıda anlatıldığı gibi doğrusal olmayan dinamik yapısı, bu sistemlerin genel karakteristiklerinden olan sıfır dinamiklerine de (sistem iç dinamikleri) sahip olmasını gerektirmektedir. Bu nedenle Eksik Tahrikli Sistemler için; sıfır dinamiklerinin analizi ve bunların kararlılığının sağlanması, doğrusal sistemlerde olduğu gibi, sistem kararlılığının da sağlanabileceği yaklaşımı açısından önemlidir. Ancak, doğrusal olmayan sistemler için bu yaklaşım çok açık değildir. Doğrusal sistemlerde, sistem transfer fonksiyonunun sıfırlarının belirlenmesi yeterlidir. Doğrusal olmayan sistemler için bunların belirlenmesi mümkün olmadığından, bir doğrusal olmayan sistem için sıfır dinamikleri tanımlaması yapmak gereklidir. Doğrusal olmayan sistemlerin iç dinamiklerinin kararlılığı, belirli

kontrol işaretlerine bağlıdır. Buna göre; “giriş işareti ile sistem çıkışını sıfır değerinde tutan sistem iç dinamikleri doğrusal olmayan sistemin sıfır dinamikleri” olarak tanımlanır [10]. Doğrusal sistem teorisinde olduğu gibi; sıfır dinamiklerin asimptotik kararlı olması, doğrusal olmayan sistemin minimum fazlı karakteristiğe sahip olduğu anlamına gelmektedir. Ters durumunda ise; sistem minimum fazlı olmayan sistem karakteristiğine sahiptir.

Dinamik denklemleri (1.2) ile verilen

Şekil 1.1 deki iki eklemlili manipülatörün, birinci ekleminde tahrik motoruna sahip, yani $B=(1,0)^T$ olduğu durum için sıfır dinamikleri araştırması yapılabilir. Buna göre; (1.5) ile tanımlanan parametreler kullanılarak, (1.6), (1.7) ve (1.8) matrisleri aşağıdaki hareket denkleminde kullanılarak, tanımlanan eksik tahrikli örnek 2-eklemlili robot manipulatör için dinamik denklemler elde edilir.

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \begin{bmatrix} \tau \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Bu sistem için, konfigürasyon değişkenleri vektörü $q=(q_1, q_2)^T$ ve sistemin denge noktası $q_1=q_2=0$ kabul edilsin. Sistem çıkışı q_1 e göre yani, $y=q_1$ durumu için, sıfır-dinamikleri ve sistem çıkışını sıfır değerinde tutan kontrol işareti elde edilebilir. Sistem çıkışı $y=q_1$ olduğuna göre;

$$y=q_1 \Rightarrow \dot{y} = \dot{q}_1 = 0 \Rightarrow \ddot{y} = \ddot{q}_1 = 0$$

olacaktır.(1.14) denkleminin ikinci satırından sistemin sıfır-dinamikleri,

$$a_2\ddot{q}_2 - a_5g \cos q_2 = 0 \quad (1.15)$$

ve bu dinamikleri oluşturan giriş (1.14) denkleminin birinci satırından aşağıdaki eşitlikde verildiği gibi elde edilir.

$$(a_2 + a_3 \cos q_2)\ddot{q}_2 - (a_3 \sin(q_2))\dot{q}_2^2 + a_4g + a_5g \cos q_2 = 0 \quad (1.16)$$

Sıfır dinamiklerinin durumunu anlayabilmek için, denge noktası $q_2 = 0$, $\dot{q}_2 = 0$, civarında (1.15) ile verilen dinamikler doğrusallaştırılırsa,

$$a_2 \ddot{q}_2 - a_5 g = 0 \quad (1.17)$$

sistemin sıfır-dinamikleri denge noktası civarında (1.17) kararsızdır. Benzer şekilde sistem çıkışı $y=q_2$ durumu için inceleme yapılırsa;

$$y=q_2 \Rightarrow \dot{y} = \dot{q}_2 = 0 \Rightarrow \ddot{y} = \ddot{q}_2 = 0$$

ve (1.14) denkleminin ikinci satırından sistemin sıfır-dinamikleri,

$$(a_2 + a_3 \cos q_2) \ddot{q}_1 + a_5 g \cos q_1 = 0 \quad (1.18)$$

ve bu dinamikleri oluşturan giriş (1.14) denkleminin birinci satırından,

$$(a_1 + a_2 + 2a_3 \cos q_2) \ddot{q}_1 + a_4 g \cos q_1 + a_5 g \cos q_1 = 0 \quad (1.19)$$

(1.19) ile elde edilir. Sıfır dinamiklerinin durumunu anlayabilmek için, denge noktası $q_1 = 0$, $\dot{q}_1 = 0$, civarında (1.18) ile bulunan dinamikler doğrusallaştırılırsa,

$$(a_2 + a_3) \ddot{q}_1 + a_5 g = 0 \quad (1.20)$$

(1.20) ifadesinden sistemin denge noktası civarında kararlı olduğu bulunur. Buna göre, sistemin $y=q_2$ çıkış ifadesine göre; minimum fazlı olmayan karakteristiğe sahip olduğu söylenir. Yapılan bu incelemeden de görüldüğü birinci mafsallın hareketi ile sıfır dinamiklerin ortaya çıkması ve buna bağlı olarak da kararsızlığa gitmesi q_1 değişkeninin çok küçük hareket ile mümkündür. Örnek sistemde ele alınan iki eklemlili manipulatörler gibi eksik tahrikli sistemler minimum fazlı olmayan sıfır-dinamiklerine sahiptirler.

1.1.3 ETS Holonomik Olmayan Kısıtlar

Eksik tahrikli bir 2- eklemli robot manipulatörün dinamik denklemleri; konfigürasyon değişkenleri yada genelleştirilmiş koordinatları q , hız vektörü $\dot{q}$ ve ivme vektörü $\ddot{q}$ olarak verilmiş olsun. Sistemin kontrol değişkenleri $u \in R^m$ ve genelleştirilmiş koordinatlar kümesi $q=(q^1, \dots, q^n)$ de, $q=(q_1, q_2)$, $q_1 \in R^m$, $q_2 \in R^{n-m}$ olarak açıklansın. Sistemin kontrol işareti uygulanan değişkeni q_1 ve kontrol işareti uygulanmayan değişkeni q_2 ile belirlensin. Buna göre Lagrange denklemleri (1.2) ile verilen sistemin hareket denklemleri yeniden aşağıdaki gibi yazılabilir.

(1.21)

$$m_{11}(q)\ddot{q}_1 + m_{12}(q)\ddot{q}_2 + F_1(q, \dot{q}) = B(q)u$$

(1.22)

$$m_{21}(q)\ddot{q}_1 + m_{22}(q)\ddot{q}_2 + F_2(q, \dot{q}) = 0$$

Bu ifade de; $B(q) \in R^{n \times m}$ q kümesi için tersi alınabilen matris $F_1(q, \dot{q}) \in R^m$ $F_2(q, \dot{q}) \in R^{n-m}$ ve $m_{ij}(q)$, $i, j=1, 2$ sistemin simetrik, q kümesi için pozitif tanımlı $(n \times n)$ boyutlu eylemsizlik matrisini göstermektedir. Bunlara göre (1.22) eşitliği $\ddot{q}_2$ ye göre yazılırsa, aşağıda verilen (1.23) eşitliği elde edilir.

(1.23)

$$\ddot{q}_2 = -m_{22}^{-1}(q)[m_{21}(q)\ddot{q}_1 + F_2(q, \dot{q})]$$

Elde edilen (1.23) eşitliği (1.21) eşitliğinde yerine konursa (1.24) eşitliği elde edilir.

(1.24)

$$[m_{11}(q) - m_{12}(q)m_{22}^{-1}(q)m_{21}(q)]\ddot{q}_1 - m_{12}(q)m_{22}^{-1}(q)F_2(q, \dot{q}) + F_1(q, \dot{q}) = B(q)u$$

Bu eşitlik de; (1.25) ve (1.26) tanımlamaları yapılarak daha kısa bir şekilde olan (1.27) eşitliği yazılabilir. Sonuçta, bu eşitliğe göre kısmi geribesleme ile doğrusallaştırma kontrol kuralına göre yazılan (1.28) ifadesi kullanılarak, sistem denklemleri (1.21) ve (1.22) yeniden yazılabilir.

$$\bar{M} = m_{11}(q) - m_{12}(q)m_{22}^{-1}(q)m_{21}(q) \quad (1.25)$$

$$\bar{F} = F_1(q, \dot{q}) - m_{12}(q)m_{22}^{-1}(q)F_2(q, \dot{q}) \quad (1.26)$$

$$\bar{M}(q)\ddot{q}_1 + \bar{F}(q, \dot{q}) = B(q)u \quad (1.27)$$

$$u = B^{-1}(q)[\bar{M}(q)v + \bar{F}(q, \dot{q})] \quad (1.28)$$

Sistem (1.29) ve (1.30) eşitlikleri ile yeniden ifade edilebilir.

$$\ddot{q}_1 = v \quad (1.29)$$

$$\ddot{q}_2 = J(q)\ddot{q}_1 + R(q, \dot{q}) \quad (1.30)$$

Burada $J(q) = -m_{22}^{-1}(q)m_{21}(q)$ ve $R(q, \dot{q}) = -m_{22}^{-1}(q)F_2(q, \dot{q})$ tanımlamaları yapılmıştır. (1.30) eşitliği ile verilen ifade genelleştirilmiş koordinatlar, yani konfigürasyon değişkenlerindeki $n-m$ ilişkisini tanımlar. Bir başka deyişle, eksik tahrikli sistemin dinamik denkleminde, tahrik elemanı bulunmayan satırına ait ifade, genelleştirilmiş koordinatların zamana göre birinci ve ikinci dereceden türev ifadelerini içerir. Bu ifadeler, çözümü $\frac{dh}{dt} = 0$ şeklinde bulunabilen $h(q, \dot{q}, t)$ gibi bir fonksiyon içermiyorsa, $n-m$ ikinci-dereceden (ivme) holonomik olmayan kısıtlara (non-holonomic constraints) sahip sistemlerdir. Holonomik olmayan kısıtlara sahip olan bu sistemler fiziksel olarak kaymadan yuvarlanma hareketi yapan (örnek: tekerlekli mobil robotlar) sistemler için geçerlidir. İkinci olarak da açısız momentumun korunduğu sistemler (örnek: pendubot, fougalt sarkacı) holonomik olmayan kısıtlara sahiptir [11]. Örnek sistem dinamik denkleminde ;

$$(a_2 + a_3 \cos q_2)\ddot{q}_1 + a_2\ddot{q}_2 + a_3 \sin(q_2)\dot{q}_1^2 + a_5 g \cos(q_1 + q_2) = 0 \quad (1.31)$$

Ele alınan örnek sistemde ikinci eklemden tahrik elemanı olmaması nedeniyle, dinamik denklemi ikinci satırda bulunan hız ifadelerinin integrasyonu sonucu fiziksel anlamlılığını yitireceği için açısal momentumun korunduğu holonomik olmayan kısıtlara sahip sistemler grubunda ele alınır.

1.2 Motivasyon

Genel olarak kontrol alanında; doğrusal olmayan sistemlerin kontrolü konusu her zaman ilgi çekici olmuştur. Bu konuda da yapılmış pek çok çalışma olduğu aşağıda açıklanmıştır. Günümüz teknolojik gelişmelerine paralel, tasarlanan sistemler ve bunların kontrol edilme ihtiyaçları da insan hata faktörünü en aza indirecek zorunlulukta olmaktadır. Hafif yapılı sistemler olma zorunluluğu taşıyan uzay robot manipülatörlerinin kontrolü, bir yerden bir yere kolayca nakledilebilen hafif, uzun mesafeli atış yapabilen, uzun namlulu konvansiyonel topların hassas konumlandırma ihtiyacı, insansız hava araçlarının otonom sistemler haline dönüştürülme ihtiyacı, olduğu yerden havalanan hava araçlarının kontrolü, deniz altı araçlarının insansız kullanma ihtiyacı gibi kullanım alanları artırılabilen ve doğrusal olmayan dinamiklere sahip aynı zamanda dinamik modelleri itibarıyla eksik tahrikli olan sistemlerin dayanıklı kontrol sistemlerine sahip olma zorunluluğu doktora tez çalışma konusunu bu alanda yapma motivasyonunu artırmıştır. Bununla birlikte; sözkonusu sistemler için tasarlanan kontrol sistemlerinin sadece bilgisayar benzetim çalışmalarına dayandırılarak tasarlanması ve prototip üzerinde buna göre denenmesi tasarımın güvenilirliği konusunda, maliyet ve güvenlik açısından sorunlar oluşturabilecektir. Kontrol sistemi tasarımlarının sisteme ait önemli donanım parçalarının da içinde bulunacağı özellikle eksik tahrikli sistemler için donanımlı simülatörlerle yapılmasının daha doğru bir yaklaşım olduğunun düşünülmesi bu tez çalışmasının konusunun belirlenmesinde diğer bir motive edici unsurdur.

1.3 Yapılmış Çalışmalar

Bu tez çalışmasında, eksik tahrikli robot manipülatörlerinin kontrolü için öncelikle sistemin kısmi geribesleme doğrusallaştırılması (partial feedback linearization) yöntemi kullanılmıştır. Eksik tahrikli sistemlerin dinamik denklemlerinde en az bir giriş işaretinin eksik olması, sistemin giriş-çıkış işareti kullanılarak yapılan tam geribesleme doğrusallaştırma (input-output feedback linearization) yönteminin

kullanılmasını engeller. Bu nedenle sözkonusu sistemlerin kontrolünde kısmi geribesleme doğrusallaştırma yöntemi yapılan çalışmalarda kullanılmıştır. Bu yöntemde kontrol edilen sistemin kısmi geribesleme doğrusallaştırılması iki ayrı yaklaşım ile gerçekleştirilmektedir. Bunlardan birincisi; sistem çıkış işaretinin, tahrik ünitesi bulunan ve kontrol işaretine sahip, tahrikli yapılandırma değişkeni ile etkileşimli olduğu durumlar için yapılan kısmi geribesleme doğrusallaştırma (collocated) bütün eksik tahrikli sistemlere, eylemsizlik matrisinin pozitif belirlilik özelliği nedeniyle, uygulanabilmektedir [9]. Buna karşın, eğer sistem çıkışı tahriksiz yapılandırma değişkeni ile etkileşimsiz olduğu durumlar temel alınarak yapılan kısmi geribesleme doğrusallaştırma yöntemi (non-collocated) ise eksik tahrikli sistemlerin bir kısmına uygulanabilmektedir [11].

Kısmen doğrusallaştırılan, aşırı doğrusal olmayan dinamiğe sahip bu sistemlerin kontrolünü doğrusal kontrol yöntemleri ile yapılmasını kolaylaştırır. Birinci kapalı çevrim ile kısmen doğrusallaştırılan sistem, PID [12] veya diğer dayanıklı kontrolör yapısında olan kayma kipli kontrolör [13] ile istenen yörünge veya konum için kararlılık ikinci kapalı çevrim ile sağlanabilir [14].

Bu tez çalışması kapsamında ele alınan Kayma Kipli Kontrol (KKK) yönteminin en büyük olumsuzluğu, seçilen durum değişkenlerinin çatırtısı veya dinamik sistemin uç konumunda anahtarlama kontrol nedeniyle oluşan titreşimler olarak söylenebilir. Bunların giderilmesine yönelik olarak geliştirilen algoritmalarından biri olarak ele alınan *Ardı ardına bağlanmış (cascaded) Kayma Kipli Kontrol* yöntemi kullanılarak esnek mafsallı robot kol için kontrol algoritması türetilmiştir. Sözkonusu algoritma ile sistemin yörünge ve konum kontrolü çalışması yapılmıştır [12].

Son yıllarda hafif esnek mafsallı robot manipulatorlerin, hafif ve yüksek hızlı kontrol performanslarının artırılmasına dönük bu sistemlerin modellenmesi ve kontrolü çalışmaları yapılmıştır [15]. Yüksek hızlarla sürülen ve daha hafif bu sistemler doğal olarak daha az enerji harcarlar. Bazı uygulamalar, özellikle hafif yapıdaki uzay robotları düşük enerji kullanırlar. Sistemin hafifletilmesi beraberinde bazı yapısal problemleri de getirir. Hafif ve düşük kütle sınırlamaları sistemin katı ve esnek olmayan dinamiklerine sınırlamalar koyar. Buda esnekliklerin dinamik modellerin elde edilmesinde ve buna bağlı kontrol sistemi tasarımında göz önünde bulundurulmalarını zorunlu kılar. Esnek yapısal modlar nedeniyle bu sistemlerin kontrol sistemleri tasarımında uygun modelin kullanılması bir başka zorluktur. Esnek

mafsallı robot kol doğrusal olmayan ve ayrışamayan dinamiklere sahiptir. Esnek sistemlerin doğrusal olmayan ve ayrışamayan yapısı nedeniyle, bu sistemlerin hassas kontrolu konusunu oldukça zorlaştırmaktadır. Bunlara ilaveten; esnek mafsallı robot kolun uç noktası sistem çıkışı olarak ele alındığında, sistem minimum fazlı olmayan davranış gösterir. Bunun anlamı sistem sıfır dinamiklerinin kararsız olduğudur [16].

İki eklemlili ve ikinci eklemi tahrikli olan eksik tahrikli manipülatör için yapılan çalışma, sistemin tahrikli ve tahriksiz konfigürasyon değişkenlerine göre kısmi geribesleme doğrusallaştırma yaklaşımları üstüne oluşturulmuştur. Her iki yöntem ile sistemin kararsız denge noktasında kararlılığı sağlanmaya çalışılmıştır. Ancak her iki yaklaşımda da sistemin kararsız yapıdaki sıfır dinamikleri sistemin öngörülen hareketi sağlamayı engellediği sonucuna varılmıştır [8].

[17] ile üç eklemlili ve birinci eklemi tavana sabitlenmiş ve diğer ucu bir noktadan tavana tutturulmuş robot kol yapısı ile jimnastik robotu elde edilmiş ve bu durumda tavana tutturulan ucun serbest bırakılması sonucu iki ve üçüncü eklemlerde bulunan motorların kontrolu ile kol ucu diğer taraftan tavana geçecek duruma getirilmesi işlemi öngörülerek eksik tahrikli sistem elde edilmiştir. Sistemin eksik-tahrikli özelliği gözönüne alınmaksızın, doğrusal olmayan geribesleme ve ileri yol kontrol yaklaşımları ile sistem için gerekli kontrol işareti oluşturulmaya çalışılmış ancak olumlu sonuç alınamamış (konum hatası; %30). Bununla birlikte aynı sistem için eksik-tahrikli sistem karakteristiği dikkate alınarak, sistemin dinamik denklemlerindeki tahrikli yapıya sahip kısmı ile kontrol işareti elde edilmeye çalışılmıştır. Bu şekli ile kontrol kuralı, sistemin tahrikli konfigürasyon değişkenine göre kısmi doğrusallaştırma (collocated) yöntemi ile oluşturulmuş ve önceki yaklaşıma göre daha iyi sonuçlar (konum hatası; %10) elde etmişlerdir [17].

[18] ile holonomik olmayan kısıtlar ile n eklemlili bir manipülatörün yalnızca iki kontrol girişi ile tasarlanabileceğini gösteren bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Giriş işareti ile oluşturulan hızın (aktif eklemden) pasif eklemlere aktarılması ele alınmıştır. Ele alınan sistem dinamiği üçgen (triangular) yapıya sahip ve zincirleme (chained) forma dönüştürülüyor. Kontrol edilebilir ve kararlı kılınabilir bir holonomik olmayan (non-holonomic) manipülatör tasarımı çalışılmıştır [18].

Üç eklemlili robot kol sistemi için sistem tanıma, arıza tespiti gerçekleştirilmesi ve arıza tespiti sonrası eksik-tahrikli yapıya dönüşen sistemin dayanıklı kontrolu ele alınmıştır [19]. Aynı sistemin belirsizliklerini yenmek ve kontrolünü gerçeklemek

için dayanıklı-adaptif kontrol algoritmalarını kullanarak kontrol sistemi tasarlanmıştır [20].

İki mafsallı (2-link) robot manipulatör için kayma kipli (sliding mode) ve model referans adaptif kontrol (MRAK) metodları ile parametre belirsizlikleri olan sistemin kontrolü sağlanmaya çalışılmıştır. Sistem parametreleri önceden kesin olarak bilinmeyen robot kolun her bir eklem cevabı için MRAK ve dayanıklı kontrol algoritmaları ile kontrolü incelenmiştir. Ancak pratik uygulamalarda istenmeyecek olan aktif eklemlerde üretilen momentin çatırtılı (chattering) olduğu görülmüştür [21]. Sistemin dinamik denklemlerinin uygun koordinat değişimi ile kaskad sistem yapısına dönüştürülmesi ve elde edilen yapısında geri adımlama (backstepping) yöntemi ile kontrolü ele alınmış ve çalışmalarının sonuçlarını akrobot sistemi ile değerlendirmesi gerçekleştirilmiştir [22].

Tahrikli konfigürasyon değişkenine göre (collocated) ve tahriksiz değişkene göre (noncollocated) kısmi geribesleme doğrusallaştırma (partial feedback linearization) yöntemleri kullanılarak, pendulum sisteminin üçgen olmayan (nontriangular) formdaki dinamik yapısı için doğrusal olmayan kontrolör tasarımı [23] ile gösterilmiştir.

Üç eklemlı SCARA robot sisteminde, üçüncü eklem pasif yapıda olan eksik tahrikli sistem için eklem konum kontrolü ve kartezyen uç-elemanı (end-efektör) yörünge kontrolü (sürekli kartezyen uzayda) dayanıklı-adaptif kontrol metodu çalışılmıştır [24].

Esnek robot manipulatörlerinin kararlılığı ve yörünge kontrolü konulu pek çok çalışma bulunmaktadır. Bu çalışmalarda ele alınan yöntemler bilgisayar benzetimi veya deneysel olarak geliştirilmiş ve denenmiştir. Son yıllarda yapılan çalışmalardan sıfır kutup atama yöntemine dayanan bir doğrusal yaklaşım [25] ile sunulmuştur. EMRK şekil kiplerini bastırmaya ve kaskad açısal konumunu düzeltmeye dönük ölçme-tabanlı çalışma [26] de kullanılmıştır. Bir eklem kontrolörü olarak tekil karıştırma teorisine (singular perturbation theory) dayanan doğrusal olmayan yaklaşım [27] ile verilmiştir. [28] ile giriş-şekillendirme teknikleri geliştirilmiştir. [29] ile adaptif kontrol uygulanmıştır. Çıkış işaretinin yeniden tanımlandığı yöntemler [30] ile uygulanmıştır. [15] da doğrusal olmayan ve dayanıklı kontrolör, katı ve şekil kiplerini dikkate alarak tasarlanmıştır. EMRK uç konum izleme problemi bir gözleyici tabanlı ters dinamiklerle kontrol stratejisi yani giriş-çıkış

doğrusallaştırma yaklaşımı ile çözülmesi ve sıfır dinamiklerin kararlı olacak şekilde uç noktası yakınında seçilen noktalarla çıkış tanımlamasının yeniden tanımlanması ile uygulanan yöntem [31] ile esnek mafsallı sisteme uygulanmıştır. Literaturdeki pek çok sistem tek esnek mafsallı sistemlerin kontrolüne dönüktür. Hemen hemen bütün çalışmalarda bir çubuğun Euler-Bernoulli yaklaşımı ile modellenmesi kullanılmıştır. Bu model dördüncü dereceden bir esnek mafsallı sonsuz boyutlu modeline dayanır. Esnek tek mafsallı manipülatörün ayrık zamanlı doğrusal olmayan modeli ile EMRK ayrık-zamanlı doğrusal olmayan adaptif izleme kontrol problemi, yerçekimi ivmesi etkisi olmaksızın dolaylı adaptif kontrol problemi üzerinde durulmuştur. Bununla çıkışın yeniden tanımlanması usulü ile kasnak açısı ve yeni tanımlanan çıkışın minimum fazlı olması garanti edilmiştir [32]. Dinamik modelde yer alan aktif olmayan değişkenlerin çıkış olarak seçilmesi minimum fazlı olmayan sıfır dinamiklerine yol açar. Çıkışın aktif olmayan bileşenlere göre türetilerek esnek mafsallı kolun kontrol edilmesi sıfır dinamiklerini kararlı yapmak demektir [33]. 3-serbestlik dereceli esnek kolun uç yük kütlesi değişimlerini dengelemek için ters dinamiklerle kontrol [34] ile sunulmuştur. Tahrik elemanlarının dinamiklerinin göz önüne alınması esnek mafsallı robot kol kontrol çalışmalarında az rastlanmaktadır. [35] ile LQ kontrolör, parametre değişimlerine karşı tasarlanmıştır. Tahrik elemanı parametreleri mil sertliği ve eklem sürtünmeleri tahrik elemanı dinamikleri içinde yer alıp bu değişimlerin olumsuz etkilerinin kontrol sistemi içinde dengelenmesi ile kontrol bu çalışmada görülmektedir. [36] ile sunulan çalışmada tahrik motoru dinamikleri kontrolör tasarım hesaplamalarında yer almaktadır.

Hafif esnek mafsallı manipülatörlerinin yüksek moment ve yüksek hızlı kontrolu gerektiğinde, genellikle sistemde doğrudan tahrikli motor veya tahrik ünitelerinin yer alması tercih edilmektedir. DT tercih ile, eklem esnemelerinden kaynaklanan boşluk ve sürtünme olumsuzlukları ortadan kalkmaktadır. Dişli kutulu veya aktarma organına sahip sistemlere göre doğrudan tahrikli sistemler konum kontrol uygulamalarında, konumlama hassasiyetini ve kararlılık karakteristiğini sistemlerin artırır. Bununla birlikte; esnek mafsallı hafif yapıli manipülatörlerin yüksek performanslı kontrolu, kontrol tasarımı açısından zorlayıcıdır. Yüksek hızlı çalışma bu sistemlerin yapısal esnekliklerini ön plana çıkartır ki, özellikle yüksek hassasiyet söz konusu ise kesinlikle kontrolör tasarımında hesaplamalara dahil edilmeleri gerekir. Buna ilaveten yapısal esneklikler ve sistem katı yapısına ait dinamikler

arasındaki etkileşim nedeniyle karmaşık bir dinamik yapının ortaya çıkması bu sistemlerin kontrolü açısından zorlaştıracı etkindir. Literatürde, yüksek performanslı DT robotların kontrolü çalışmalarında [37] ve [38] de olduğu gibi genellikle yapısal esnekliğe ait dinamikler ihmal edilir, yalnızca robot kol dinamikleri hesaplamalarda yer alır. Tahrik elemanı dinamikleri, motor kontrol sistemleri çalışmalarında özellikle akım dinamiklerinin modelleme ve moment harmoniklerinin yok edilmesi için DT uygulamaların kontrol tasarımında yer aldığı [39] ve [40] de olduğu gibi görülmektedir.

Model içerisinde belirsizliklerin ve çok sayıda yapısal esnekliklerin olmaması nedeniyle, esnek sistemlerin kontrolunda dayanıklı kontrol yöntemleri uygulamaları geniş yer tutmaktadır. Kayma kipli kontrol (Sliding Mode Kontrol) belirsiz sistemlerin (uncertain systems) kontrolü için oluşturulmuş bir dayanıklı kontrol yöntemidir. Kayma kipli kontrol (KKK) yönteminin esnek kol sistemleri için yapılan son uygulamaları arasında eksik tahrikli sistemler için dayanıklı kontrol uygulaması olarak KKK yöntemi [41] ile sunulmuştur. Hareket kontrol sistemleri için [42] ile KKK yöntemi çalışması görülmektedir. [43] ve [44] çatırtılı (chattering) kayma kipli yaklaşım olarak bir tek mafsallı kolun uç konumu kontrolü için yer almaktadır. Bir esnek mafsallı kola gözlemleyici ve kontrolör olarak [45] ile çalışmalarında kayma kipli yöntemin uygulaması yapılmıştır. [46] moment bozucularına karşı bir esnek mafsallı kolun vibrasyon kontrol performanslarını artırmak için değişken yapıli sistem (variable structure system) teorisini kullanarak bozucu kestiricili kayma kipli kontrolör önerilmiştir. Bu çalışmada; Euler-Bernoulli beam teorine dayanan esnek mafsallı kolun küçük sapmalar, küçük açısal hızlar ve eksenel sapmaların ihmal edildiği ve yalnızca yerçekimi ivmesi olmayan yatay hareketin öngörüldüğü durum uzay modeli kullanılmıştır [46]. [47] ve [48] de kayma kipli yöntemeye dayanan kontrol tasarımında ve kararlılık analizinde sürekli olmayan yaklaşım kullanılmıştır. KKK yönteminin avantajları yanında en önemli olumsuzluğu yüksek frekanslı kontrol anahtarlama nedeniyle oluşan çatırtı etkisidir [49]. Bu etkinin analizi ve azaltılmasına dönük çalışmalar [50] ve [51] ile sunulmuştur.

Yüksek dereceli kayma kipli kontrol (High order sliding mode control) teorisi sistem çıkışı üzerindeki çatırtı etkilerini [52] düşürmek amaçlı oluşturulmuştur [53]. Bununla birlikte yüksek dereceli kayma kipli kontrol (YDKKK) yönteminin uygulamaları oldukça yenidir. [54] ile 2-YDKKK yöntemi ile bir robot

manipulatörün bozucu ve belirsizliklere karşı dayanıklılığını sağlamak için kontrolör tasarımı yapılmıştır. Esnek sistemler için YDKKK uygulamalarını içeren çalışmaların literatürde oldukça azlığı dikkati çekmektedir. Robotik sistemler için ise YDKKK yöntemi ile bazı çalışmalar bulunmaktadır [55]. GÜdümlü füze kontrol sistemi tasarımında 2nci dereceden YDKKK yöntemi [56] ile önerilmiştir.[57] bir ağır torpilin kontrolü için 2-YDKKK yöntemi kullanarak bilgisayar benzetimlerine dayanan çalışmaları içermektedirler. [58] tekerlekli mobil robotun kontrolü uygulamasını YDKKK yöntem kullanılması içermektedir. Bir YDKKK algoritması belirsiz doğrusal olmayan sistemler için [59] ile çalışılmıştır. Süreksiz kontrol işaretli YDKKK bir araba yönlendirme sistemi için [60] ile sunulmuş ve uygulanmıştır. 3-YDKKK uygulamalarının azlığına karşın, [36] 3-YDKKK yöntemi ile tasarlanmış kontrolör parametreleri belirsiz sistemler için önerilmektedir. Bilgisayar benzetimi ile önerilen kontrolör performansı denenmiştir. YDKKK yöntemi kullanılarak yapılan deneysel uygulamalar [61] oldukça azdır [62]. Donanımlı benzetim [63] (Hardware in the Loop) tekniği çalışmaları ise robotik alanında [64] oldukça nadir görülmektedir [65]. Özellikle tasarlanmış bir YDKK kontrolör ve esnek sistemler için donanımlı benzetim tekniği ile yapılmış çalışmaya bu tez çalışması kapsamında yapılan literatür taramasına göre rastlanmamıştır.

Eksik tahrikli robot manipulatörleri (ETRM) ile ilgili yapılan çalışmalar genellikle bilgisayar benzetimi ve/veya deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Donanımlı simülatör (Dsim) kullanılarak yapılan çalışmalar robotik alanında dahi az rastlanmaktadır. Donanımlı Benzetim Tekniği (DBT) ile tasarlanan sistemin gerçekleşmeden önce mekaniksel ve kontrol sistemi ile ilgili problemlerini araştırmak ürün öncesi bir öngörü oluşturmak tasarımcıya oldukça kolaylık sağlar. Dolayısıyla, geliştirme aşamasında zaman ve maliyet açısından oldukça etkin bir teknik olarak değerlendirilir.

DBT uçak ve füze endüstrisinden [66], [64] otomotiv sektörüne, hareket kontrol [67], mekatronik [68], ve robotik [65] alana kadar üretim ve eğitim alanında geniş bir alanda uygulanmaktadır. Robot manipulatörleri için doğrusal olmayan yük simülatörü olarak DBT [69] ile gösterilmiştir. Hidrolik bir konumlama servo sistemi için hidrolik ve mekanik aksamlar yerine gerçek-zamanlı bir benzetim modeli kullanılarak DBT yaklaşımı [70] ile sunulmuştur. Büyük yapıları esnek uzay robotları

için basitleştirilmiş doğrusal modelinin yay-kütle sistemi olarak benzetimi ve kontrol problemi araştırması [71] ile yapılmıştır.

Bu tez çalışmasında, esnek mafsallı robot kolun yüksek performanslı hareket kontrolü, pendubotun kararsız denge noktalarında kontrolü için kontrol algoritması geliştirmek amaçlanmıştır ve bu algoritmaların deneysel olarak denenmesi ise Dsim kullanılarak yapılması hedeflenmiştir. Böylelikle geniş amaçlı bir deney düzeniğinin Dsim olarak ETRM için kullanılabilirliği gösterilmeye çalışılmıştır.

1.4 Tezin Katkısı

Bu tez çalışmasının ana katkısı *çatırtısız (chattering) sürekli işaretli bir 3ncü dereceden Yüksek Dereceli Kayma Kipli Kontrol (3-YDKKK)* yönteminin eksik tahrikli robot manipulatörlerinin hareket kontrolüne uygulanmasıdır. *Eksik Tahrikli Robot Manipulatörler (ETRM)* için tasarlanan kontrolörlerin *Donanımlı Benzetim Tekniği (DBT)* kullanılarak deneysel olarak gerçekleştirilmesidir. Özellikle *Esnek Mafsallı Robot Kol (EMRK)* için yörünge izleme ve istenen konuma ulaşma hassasiyetinin ve iç/dış bozuculara karşı dayanıklılığın artırılmasının sağlanması için bütün sistem dinamiklerinin göz önüne alındığı ve doğrudan tahrikli motor dinamiklerinin hesaplamalara katılarak *sürekli işaretli 3ncü dereceden YDKKK* yöntemi ile kontrolör tasarımı yeniliktir. Bununla birlikte pendubot olarak isimlendirilen laboratuvar tipi eksik tahrikli robot manipulatörünün kararsız denge noktası civarında yakalama açısının artırıldığı salınım kontrolü ve denge kontrolü için yine 3-YDKKK yöntemi ile tasarlanan kontrolörler Dsim ile gerçekleştirilmesi ve deneysel olarak kontrolör performansının değerlendirilmesi bu tez çalışmasının önemli katkısıdır. Literatürde bulunan yapılmış 3-YDKKK çalışmalarında genellikle yapay olarak sistem derecesi artırılarak yöntemin kullanılmasına karşın bu çalışmada EMRK için sistem dinamiği içinde bulunan bütün yapısal esneklikler kullanılarak *doğrudan tahrikli (DT)* sistemin yanıtının hassasiyeti artırılmıştır. Kullanılan sürekli işaretli 3-YDKKK yöntemi ile kayma kipli kontrol yöntemlerinin genel olumsuzluğu olan kontrol girişindeki çatırdı problemi giderilerek hassas hareket kontrolü elde edilmiştir.

Bu tez çalışmasında tasarlanan kontrolörler Dsim ile gerçekleştirilmiş ve performans değerlendirmesi yapılmıştır. *Donanımlı simülatör (Dsim)* donanım ve yazılım ortamının bir arada kullanıldığı deneysel bir düzendir. Kullanılan Dsim de gerçek

sisteme ait; tahrik motoru, tahrik motoru mil açısı konum geribesleme elemanı ve gerçek sistem kontrolörü donanım olarak yer almaktadır. Dsim kullanım amacı ETRM gerçek-zamanda etkileyen değişik dinamik etkilerin denenmesi ve farklı kontrol yöntemleri kullanmaya olanaklı esnek bir deneysel ortam oluşturmak istenmesidir. ETRM için Dsim kullanılarak tasarlanan kontrolörlerin gerçekleştirilmesi ve denenmesi bu tez çalışması ile getirilen yeniliktir.

1-SD EMRK uç yük olan *DT* belirsiz parametrelili bir sistem olarak kontrol edilmesi zorlayıcı bir örnek sistem olarak ele alınmıştır. Ayrıca pendubotun kararsız denge noktalarında kontrolü yine zor bir problem olarak ele alınmıştır. DBT ile alınan sonuçlara göre YDKKK yönteminden beklenildiği gibi kullanılan sürekli işaretli 3-YDKKK kontrolörü ile dayanıklı ve hassas performans elde edilmiştir.

Bu tez çalışmasının özgün katkıları aşağıda özetlenmiştir:

- Motor dinamiklerinin doğrudan tahrikli eksik tahrikli sistemler için yüksek performanslı kontrolör tasarımı hesaplamalara katılması ilk kez bu çalışma ile ele alınmıştır.
- Doğrudan tahrikli eklem motoruna sahip sistemde oluşan moment harmoniklerinin tasarlanan yüksek performanslı kontrolörler ile bastırılması ve bunun yapılan *harmonik analizi* ile gösterilmesi yeniliktir.
- Yeni *Yüksek Dereceli Kayma Kipli Kontrol (YDKKK)* yöntemi ile eksik tahrikli robot manipulatorlerin hareket kontrolü ele alınmış, yapısal esnekliklerin yanında sistemde oluşan ve sisteme yük etkisi getiren moment salınımlarının giderilmesi başarılmıştır.
- *2 nci dereceden sürekli işaretli YDKKK* yöntemi ile esnek mafsallı robot kol hareket kontrolü için kontrol algoritması türetilmiştir.
- Sistem göreceli derecesi 2 olan doğrudan tahrikli esnek mafsallı robot kol hareket kontrolü için motor dinamiklerini de dikkate alınarak sistem derecesi 3 olarak *sürekli işaretli 3-YDKKK* yöntemi ile hassas hareket kontrolü için kontrolör tasarlanmıştır.
- *Kayma Kipli Kontrol*, *2-YDKKK* ve *3-YDKKK* yöntemlerinin karşılaştırılması yapılmış, tahrik motor dinamikleri üzerindeki etkilerinin *karşılaştırmalı analizine* literatürde rastlanmamıştır.

- Doğrudan tahrikli pendubot sisteminin denge ve salınım kontrolü için doğrudan tahrikli motor dinamikleri de ilave edilerek sürekli işaretli 3-YDKKK yöntemi ile kontrolör tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrolörün donanımlı benzetim tekniği kullanılarak donanımlı simülatör ile gerçekleştirilmesi ilk kez bu tez çalışmasında gösterilmiştir.
- Doğrudan tahrikli eksik tahrikli robot manipulatörler için tasarlanan kontrolörlerin, robot manipulatörler için kurulmuş donanımlı simülatörle (Dsim) gerçekleştirilmesi ve performans deneylerinin yapılarak, eksik tahrikli robot manipulatörler için kullanılabilirliğinin gösterilmesi bir yeniliktir.

Bu tez çalışmasının özgün katkıları yanında yapılan dikkate değer çalışmalar aşağıda özetlenmiştir:

- PD tabanlı kısmi geribesleme doğrusallaştırma yöntemi ile esnek mafsallı robot kolun yörünge ve konum kontrolü için kontrolör algoritması türetilmiştir. Algoritma bilgisayar benzetimi ile denenmiştir.
- Kayma kipli kontrol tabanlı kısmi geribesleme doğrusallaştırma yöntemi ile esnek mafsallı robot kolun hareket kontrolü için kontrolör tasarlanmış, bilgisayar benzetimi ile denenmiştir.
- Çatırtısız Kayma Kipli Kontrol yöntemi ile esnek mafsallı robot kolun hareket kontrolü için tasarlanan kontrolör donanımlı simülatör (Dsim) ortamında gerçekleştirilmiş ve deneysel olarak performans değerlendirmesi yapılmıştır.
- Türetilen sürekli işaretli 3-YDKKK algoritması, süreksiz işaretli 3-YDKKK yöntemi ile karşılaştırılması yapılmıştır. Yöntemlerin esnek mafsallı robot kol yörünge ve hassas konum kontrolü başarımları gerçek zamanlı olarak donanımlı simülatör ile deneysel olarak karşılaştırılmıştır. Ayrıca yöntemlerin doğrudan tahrikli motor harmonikleri üzerindeki azaltıcı etkisi gerçek-zamanlı yapılan deneylerle elde edilen veriler kullanılarak yapılan harmonik analizi ile gösterilmiştir.
- Türetilen sürekli işaretli 2-YDKKK algoritması, süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile karşılaştırılması yapılmıştır. Yöntemlerin esnek mafsallı robot kol hareket kontrolü başarımları gerçek zamanlı olarak donanımlı simülatör ile deneysel olarak karşılaştırılmıştır. Ayrıca yöntemlerin doğrudan tahrikli motor

moment salınımları üzerindeki azaltıcı etkisi Dsim kullanılarak elde edilen deneysel verilerle harmonik analizi yapılmıştır.

- Pendubot sistemi denge kontrolü için türetilen PD tabanlı kimsi geribeslemeli doğrusallaştırma kontrol yöntemi ile tasarlanan kontrolörün değerlendirilmesi bilgisayar benzetimi ile yapılmıştır.
- Eksik tahrikli robot manipulatörler için donanımlı simülör deney düzeneği kurulmuştur.
- Gerçek-zamanlı deneyler sırasında geribesleme bilgisi olarak artımlı kodlayıcı aracılığı ile alınan motor mil konum bilgisinden Kalman Filtresi kullanılarak motor açısal hız ve ivme bilgilerinin kestirimi yapılmıştır.
- Dsim ortamında, tahrik motoru ve sistem parametreleri farklı robot manipulatörlerin de etkin bir şekilde denenebilmesi için deney yöntemi oluşturulmuş ve moment ölçekleme işlemi için gerekli ölçekleme yaklaşımı gösterilmiştir.

1.5 Tez Anlatım Düzeni

Bu tez aşağıda verilen düzende anlatılmıştır.

Birinci bölümde, eksik tahrikli sistemlerin kontrolü problemi ana hatları ile ortaya konmuştur. Bu amaçla yapılan çalışmalar kısaca anlatılmıştır. Eksik tahrikli robot manipulatörlerinin aşırı doğrusal olmayan dinamik yapıları, minimum fazlı olmayan sıfır dinamikleri ve integre edilemeyen sınırlamaları açıklanmıştır. Ayrıca bu tez çalışmasında içeriğinde bulunan donanımlı benzetim tekniği hakkında incelenen yapılmış çalışmalar hakkında kısaca bilgi verilmiştir.

İkinci bölümde, doktora tezi kapsamında ele alınan eksik tahrikli robot manipulatörlerinin tanıtımı yapılmıştır. Bu sistemlerden, pendubotun hareket denklemlerinin elde edilmesi ve matematiksel modeli, esnek mafsallı robot kol dinamik modeli açıklanmıştır. Ayrıca bu sistemler için kararlılık analizi anlamına da gelen iç dinamiklerinin, sıfır dinamiklerinin, analizi yapılmıştır.

Üçüncü bölümde, bu tez çalışması kapsamında ele alınan eksik tahrikli robot manipulatörlerinin kontrolü için kullanılan kontrol yöntemleri olan kısmi geribeslemeli doğrusallaştırma kontrol yöntemi, kayma kipli kontrol yöntemi, yüksek

dereceli kayma kipli kontrol yöntemi açıklanmıştır. Dinamik denklemlerinde bulunan şekil kipleri nedeniyle eksik tahrikli sistemler sınıfında yer alan *I-SD EMRK* sisteminin yüksek performanslı kontrolü için bu tezde ele alınan yöntemlerle geliştirilen kontrol algoritmaları türetilmiştir. Eksik tahrikli robot manipulatörlerden; pendubotun bu tezde ele alınan kontrol yöntemleri ile denge noktası ve salınım kontrolü için kontrolör tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrolörlere ait matematiksel açıklamalar üçüncü bölümde ayrıntılı olarak verilmiştir.

Dördüncü bölümde, donanımlı benzetim tekniği ile eksik tahrikli robot manipulatörleri için ele alınan kontrol yöntemlerinin deneysel olarak performans değerlendirmesi yapılabilmesi için önerilen donanımlı simülatörün donanım ve yazılım yapısı detaylı olarak açıklanmıştır. Donanımlı simülatör kullanılarak yapılan benzetim aşamaları verilmiştir. Ayrıca donanımlı simülatörün robotik alanda farklı sistemler ve sahip oldukları farklı tahrik üniteleri için kullanılabilmesi ve bunların donanımlı simülasyon tekniği ile denenebilmesi için kontrolör ve sistem ölçeklendirme yaklaşımı açıklanmıştır.

Beşinci bölümde, incelenen kontrol yöntemleri ile elde edilen sonuçların bilgisayar ve donanımlı benzetim sonuçları, bu tez çalışmasında kontrol edilen sistem olarak kullanılan eksik tahrikli robot manipulatörlerinin hareket kontrolü için elde edilen bilgisayar benzetim ve donanımlı simülatörle yapılan deneyler sonucu elde edilen sonuçlar bu bölümde verilmiştir. Bu bölümde ayrıca performans karşılaştırması yapılan sürekli ve süreksiz kontrol işaretli yüksek dereceli kayma kipli kontrol yöntemlerinin esnek mafsallı robot kol için alınan sonuçları da verilmiştir. Yine bu yöntemlerin harmonik analizi açısından da performans değerlendirmesine ait deneysel sonuçlar bu bölümde yer almaktadır.

Son bölümde, bu tez kapsamında yapılan çalışmalar, uygulamalar, eksik tahrikli robot manipulatörlerinin kontrolü konusunda elde edilen sonuçlar ve yöntemlerin donanımlı simülatörle deneysel olarak ele alınması değerlendirilmektedir. Yapılan çalışmalar bütün olarak yorumlanmaktadır. Bu tez çalışması ile elde edilen genel sonuçlar ve bundan sonra bu konu ile ilgili yapılabilecek çalışmalar bu bölümde verilmiştir.

2 EKSİK TAHRİKLİ ROBOT MANİPULATÖRLER

2.1 Giriş

Eksik tahrikli sistemler (ETS) sistem konfigürasyon değişkenleri sayısından daha az kontrol girişine sahip sistemler olarak tanımlanabilir. ETS geniş bir uygulama alanında görülür. Bunlar; robotik, uzay-havacılık sistemleri, deniz sistemleri, esnek sistemler, mobil sistemler ve lokomotif sistemler olarak sıralanabilir. ETS in eksik tahrik özelliği aşağıda verilen dört biçimde oluşabilir.

- i) Sistem dinamiği nedeniyle (uçak, uzay aracı, helikopter, sualtı araçları, tekerleksiz lokomotif sistemleri v.b.)
- ii) Pratik gerekçeler ve maliyet azaltma amaçlı tasarım nedeniyle (iki iticili uydular ve esnek mafsallı robotlar)
- iii) Tahrik ünitesi arızası (gemilerde, uçaklarda, manipulatörlerde)
- iv) Laboratuvarı, yüksek sistem dereceli ETS in kontrolü hakkında araştırma ve geliştirme sağlamak amacıyla, düşük sistem dereceli doğrusal olmayan kompleks sistemler oluşturulması (akrobot, pendubot, çubuk-top sistemi, direkli-araba sistemi, dönen-tekerlekli sarkaç).

Genellikle ters-sarkaç tipi ETRM nin düşük durumdaki konumundan salınım kontrolü için geribesleme doğrusallaştırma yöntemi kullanılmıştır. Denge noktasında ise doğrusal kontrol yaklaşımları ile oluşturulan kontrolöre anahtarlama ile devredilmiştir

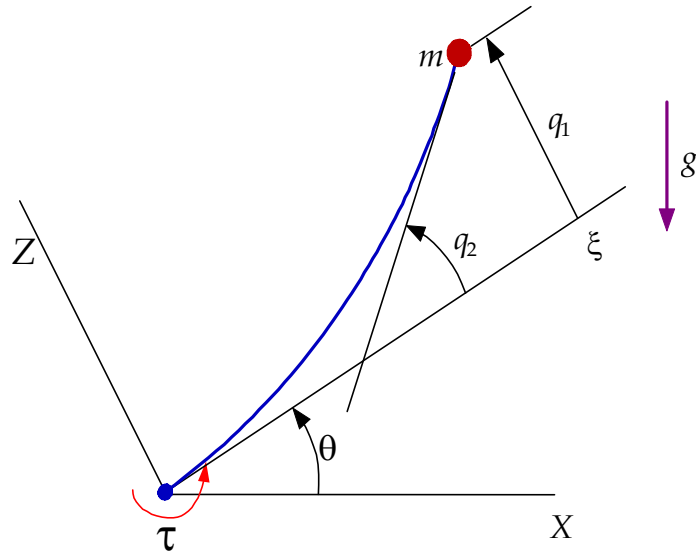
[72]. Akrobot [8], Pendubot [73], direkli-araba (cart-pole) [74] ve dönen tekerlekli sarkaç (rotating pendulum) [75] salınım kontrolü için enerji-tabanlı kontrol yöntemleri kullanılmıştır [76]. Esnek mafsallı robotlar *ETS* sınıfında yer alan önemli sistemlerdir. Özellikle hafif yapıları ve hızlı çalıştırma komutları nedeniyle uzay uygulamaları için uygun sistemlerdir. Yörünge kontrolü bu sistemler için oldukça karmaşık problemdir [77].

2.2 Tezde Ele Alınan Eksik Tahrikli Robot Manipulatörleri

Bu tez çalışmasında ETRM olarak esnek mafsallı robot kol ve pendubot sistemleri kullanılmıştır. Bu örnek sistemlerin genel özelliği tahrik yada kontrol işaretlerinin sistem konfigürasyon değişkeni sayısından az olmasının yanı sıra dinamik yapılarında gösterdikleri farklılıklar nedeni ile genel olarak eksik tahrikli sistemlerde karşılaşılabilecek farklı özelliklerin çoğunluğunu kapsamalarıdır.

2.2.1 Esnek Mafsallı Robot Kol (EMRK)

Uç noktasını doğrudan etkileyen bir tahrik ünitesinin eksikliği durumunda, esnek robot kolları da eksik tahrikli bir sistem olarak göz önüne alınabilir. Yapılan çalışmalara göre dinamik denklemlerinde yer alan yapısal esneklikler nedeniyle esnek robot manipulatörlerinin, kontrolü zor olan doğrusal olmayan sistemler grubunda olduğu değerlendirilmektedir. Şekil 2.1 de tek eklemlili esnek mafsallı robot kol sisteminin şekli verilmiştir.



Şekil 2.1 : Esnek Mafsallı Robot Kol (EMRK)

“1-serbestlik dereceli (SD) doğrudan tahrikli (DT) esnek mafsallı robot kol (EMRK)” sistemi hareket denklemleri aşağıdaki kabuller altında türetilmiştir. Kol olarak kullanılan çubuk malzeme genelleştirilmiş koordinatlar ile ölçülen küçük elastikiyet bozulmasına sahiptir. Modelin türetilmesindeki diğer bir kabul, ikinci dereceden elastikiyet bozulmaları içeren terimler $q_i q_j$ ifadeleri diğer terimlerden oldukça küçük olduğudur.

Hareket denklemleri Lagrange yöntemi ve çubuk bozulmasının bir sonlu eleman yaklaşımı ile modellenmesi kullanılarak türetilmiştir. Hareket denklemleri (2.1) aşağıda verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tau \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Genel denklem içindeki terimleri içerdikleri değişkenleri göstermek ve doğrusal olmayan terimleri ayırıp, motor sürtünmelerini de açık gösterek aşağıdaki gibi yeniden yazabiliriz.

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} + m_{33}(q_1, q_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & 0 \\ k_{21} & k_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_1(\dot{q}_1, \dot{q}_2, \dot{\theta}) \\ c_2(\dot{q}_1, \dot{q}_2, \dot{\theta}) \\ c_3(\dot{q}_1, \dot{q}_2, \dot{\theta}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1(q_1, q_2, \theta) \\ g_2(q_1, q_2, \theta) \\ g_3(q_1, q_2, \theta) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tau_{fr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tau \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Bu denklemlerde yer alan terimler daha açık olarak aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} m_{11} &= \frac{13}{35} \rho AL + m \\ m_{12} = m_{21} &= -\frac{11}{210} \rho AL^2 \\ m_{22} &= \frac{1}{105} \rho AL^3 \\ m_{23} = m_{32} &= -\frac{1}{20} \rho AL^3 \\ m_{13} = m_{31} &= \frac{7}{20} \rho AL^2 + mL \\ m_{33} &= \frac{1}{3} \rho AL^4 + \frac{1}{105} \rho AL(39q_1^2 - 11Lq_1q_2 + L^2q_2^2) + mq_1^2 \\ m_{33} &= \overline{m_{33}} + m_{33}(q_1, q_2) \\ k_{11} &= 12 \frac{EI_z}{L^3} \\ k_{12} = k_{21} &= -6 \frac{EI_z}{L^2} \\ k_{22} &= 4 \frac{EI_z}{L} \\ k_{13} = k_{31} = k_{23} = k_{32} = k_{33} &= 0 \\ c_1 &= \frac{\rho AL}{210} \dot{\theta}^2 (-78q_1 + 11Lq_2) - q_1 m \dot{\theta}^2 \quad c_2 = \frac{\rho AL^2}{210} \dot{\theta}^2 (11q_1 - 2Lq_2) \\ c_3 &= \frac{\rho AL}{105} \dot{\theta} [(-78q_1 + 11Lq_2)\dot{q}_1 + (11Lq_1 - 2L^2q_2)\dot{q}_2] + 2m\dot{\theta}\dot{q}_1q_1 \\ g_1 &= g \cos \theta \left[\frac{\rho AL}{2} + m \right] \\ g_2 &= -\frac{\rho AL^2}{2} g \cos \theta \\ g_3 &= mg \{ L \cos \theta - q_1 \sin \theta \} + \frac{\rho AL}{12} g [6L \cos \theta + (-6q_1 + Lq_2) \sin \theta] \end{aligned}$$

Denklemlerde yer alan sembol ve parametrelerin açıklaması aşağıda verilmiştir.

q_1 : kol uç noktasının sapması

q_2 : kol uç noktasının eğimi

τ : kola uygulanan moment ; $u = \tau$

θ : tahrik elemanı açısal konumu

A : kol kesiti

E :kol imal malzemesine ait Young modülü

I_z :kol kesiti eylemsizlik momenti

ρ :kol kütle yoğunluğu

L :kol uzunluğu

m : kol ucunda bulunan yük kütlesi ($0 \leq m \leq m_{maks}$) burada $m = \frac{m_{maks}}{2}$ alınmıştır.

t :kolun kalınlığı

g :yer çekimi ivmesi

Esnek mafsallı robot kol sisteminde kola uygulanan açısal momentin(τ) kolun tabanında, dönen referans eksende motor kasnağına sıkıca tutturulduğu ve uygulandığı kabul edilmektedir. EMRK sisteminin yerçekimi ivmesi (g) altında dikey olarak uç noktasında bulunan yük (m) ile hareket ettiği göz önüne alınmaktadır.

Basitleştirilmiş gösterim için (2.3) de verilen eşitlikler tanımlanmıştır. Seçilen üç durum değişkeni (q_1 , q_2 ve θ) ile birlikte (2.4) hareket denklemi oluşturulmuştur.

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{12} & m_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} m_{13} \\ m_{23} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{12} & k_{22} \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

$$\mathbf{C}_1(\dot{\mathbf{q}}, \dot{\theta}) = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_1(\mathbf{q}, \theta) = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} M_1 & M_2 \\ M_2^T & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_1 \\ c_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_1 \\ g_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ m_{33}(q_1, q_2) \ddot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \tau_{fr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \tau \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Bu denklemlerde, $\tau_{fr} = B_m \dot{\theta} + T_c \text{sign}(\dot{\theta})$ sürtünme momenti; viskoz sürtünmesini ve Coulomb sürtünme terimlerini içermektedir. EMRK için üretilen doğrudan tahrikli motor (DTM) açısıl momenti eşitliği ise denklem (2.5) ile verilmiştir.

$$\tau = k_m i_q + \sum_{n=1}^{\infty} (K_{cn} \cos np\theta + K_{sn} \sin np\theta) i_q + \sum_{j=1}^{\infty} (K_{cj\mu} \cos j\mu\theta + K_{sj\mu} \sin j\mu\theta) + L_\theta i_d i_q \quad (2.5)$$

EMRK açısıl momenti eşitliğinde kullanılan terimler aşağıda açıklanmıştır.,

- τ : çıkış tahrik momenti,
- i_d, i_q : stator akımının d ve q eksen bileşenleri (A)
- K_{cn}, K_{sn} : harmonik moment bileşenlerinin cosinüs ve sinüs katsayıları (Nm/A)
- $K_{cj\mu}, K_{sj\mu}$: cogging moment bileşenlerinin cosinüs ve sinüs katsayıları (Nm)
- $K_{\phi cn}, K_{\phi sn}$: harmonik akı bileşenlerinin cosinüs ve sinüs katsayıları (V.sn./rad)
- n : harmonik derecesi
- p : kutup çifti sayısı

Çıkış momenti ifadesinde; birinci terim ideal momenti, ikinci terim moment salınımlarını, üçüncü terim cogging momentini temsil etmektedir. Son terim ise relüktans momentidir[6]. Hareket denklemleri belirlendikten sonra, aşağıda verilen akım dinamikleri de hareket denklemine ilave edilir.

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{p L_d}{L_q} i_d \dot{\theta} - \frac{\left[k_b + \sum_{n=1}^{\infty} (K_{c\phi n} \cos np\theta + K_{s\phi n} \sin np\theta) \right] \dot{\theta}}{L_q} + \frac{1}{L_q} v_q \quad (2.6)$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d - \frac{p L_q}{L_d} i_q \dot{\theta} + \frac{1}{L_d} v_d$$

v_q ve v_d stator gerilimi q - d eksen bileşenleridir. Akım işareti referanslarına göre i_q^r ve i_d^r aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

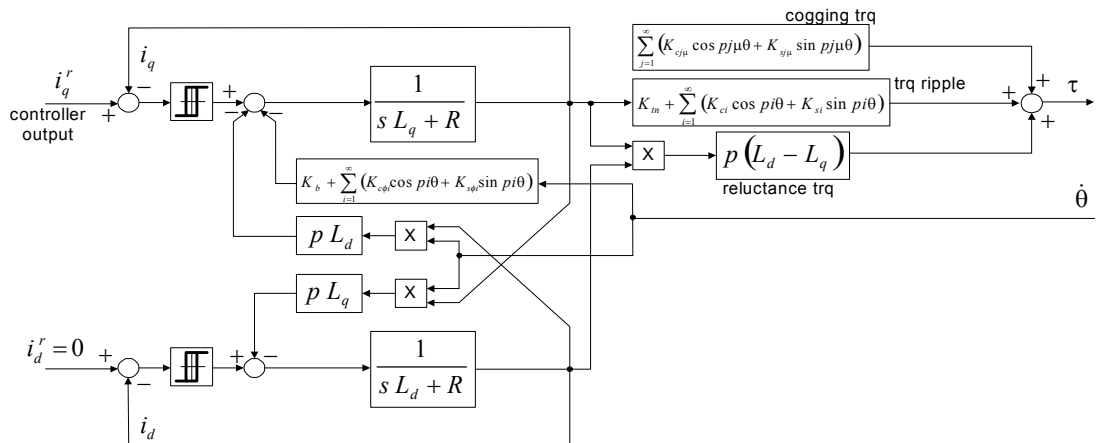
$$v_q = K(i_q^r - i_q) \quad (2.7)$$

$$v_d = K(i_d^r - i_d)$$

burada,

- k_m :moment sabiti (Nm/A)
- k_b :EMK sabiti (V.sn/rad)
- L_θ : ($L_q - L_d$) ye göre oranı (H)
- R :stator faz sargısı direnci (Ω)
- L_d, L_q :d-q eksenı stator sargı endüktansı (H)
- V_m :maksimum sürücü gerilimi (V)
- T_{sw} :sürücü anahtarlama zaman sabiti (sn.)

Yukarıda verilen tanımlamalara göre tahrik ünitesi (motor+motor sürücüsü) eşdeğer blok diyagramı Şekil 2.2 deki gibi oluşturulabilir. Bu diyagramda inverter darbe genişlik modülasyonu (DGM) anahtarlama işlemi ve çıkış momentinde oluşan moment salınımları kontrol kuralı ile üretilen belirli bir akım referansı için dikkate alınmaktadır.



Şekil 2.2 : Doğrudan tahrikli motor dinamikleri blok diyagramı

2.2.2 EMRK Sıfır Dinamikleri Analizi

Yapılan çalışmalarda kullanılan esnek mafsallı robot kol dinamiği Euler-Bernoulli yöntemi kullanılarak türetilmiştir. EMRK dinamik modeli matematiksel denklemleri (2.2), (2.3) ve (2.4) de verilmiştir. Öncelikle sistemin bir aktif olmayan değişkene göre çıkış ifadesi tanımlanmalıdır. Buna göre esnek kol yaklaşık uç konumu aşağıdaki gibidir.

$$y = \frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \mathbf{q} + \theta$$

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix}$$
(2.8)

Bu ifade daha açık olarak aşağıdaki gibi gösterilebilir

$$y = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{q} \\ \theta \end{bmatrix}$$

$$y = [m_{13}q_1 + m_{23}q_2 + m_{33}\theta]$$
(2.9)

$$y = \left[\frac{m_{13}}{m_{33}}q_1 + \frac{m_{23}}{m_{33}}q_2 + \theta \right]$$

Esnek mafsallı kolun sıfır dinamiklerinin kararlılık analizi için (2.4) ile verilen modelden pasif serbestlik derecesine göre bir eşitlik yazılabilir

$$\mathbf{M}_1 \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{M}_2 \ddot{\theta} + \mathbf{K} \mathbf{q} + \mathbf{C}_1 + \mathbf{G}_1 = 0$$
(2.10)

Sistem sıfır dinamikleri $y=0$ için türetilirse, aşağıdaki gibi sonuçlar elde edilir.

$$y = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{q} \\ \theta \end{bmatrix}$$

$$y = 0 \Rightarrow 0 = \frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \mathbf{q} + \theta$$
(2.11)

$$\theta = -\frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \mathbf{q} \Rightarrow \dot{\theta} = -\frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \dot{\mathbf{q}} \Rightarrow \ddot{\theta} = -\frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \ddot{\mathbf{q}}$$

Elde edilen tahrik ünitesi açısal ivmelenme eşitliği (2.10) ifadesinde yerine konursa;

$$M_1 \ddot{q} - M_2 \frac{M_2^T}{m_{33}} \ddot{q} + K q + C_1 + G_1 = 0 \quad (2.12)$$

$$(M_1 - M_2 \frac{M_2^T}{m_{33}}) \ddot{q} + K q + C_1 + G_1 = 0$$

ifadesi elde edilir. Bu ifadeyi daha kısa olarak yazmak için $M = (M_1 - M_2 \frac{M_2^T}{m_{33}})$ tanımlaması yapılabilir.

$$M \ddot{q} + K q + C_1 + G_1 = 0 \quad (2.13)$$

Pasif değişkene bağlı (2.13) ifadesi elde edilir. Bu ifadenin kararlılık analizini yapabilmek için (2.13) eşitliğinde verilen parametreleri daha açık olarak ifade etmek gerekir. $C_1(\dot{q}, \dot{\theta})$ Coriolis ve merkezkaç kuvveti ile $G_1(q, \theta)$ yerçekimi ivmesi terimleri de sistem dinamiğinde yer alan parametrelerle yazılabilir.

$$C_1 = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\rho AL}{210} \dot{\theta}^2 (-78q_1 + 11Lq_2) - q_1 m \dot{\theta}^2 \\ \frac{\rho AL^2}{210} \dot{\theta}^2 (11q_1 - 2Lq_2) \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\rho AL}{210} (-78q_1 + 11Lq_2) - q_1 m \\ \frac{\rho AL^2}{210} (11q_1 - 2Lq_2) \end{bmatrix} \dot{\theta}^2 \quad (2.14)$$

$$M_3 = \begin{bmatrix} \frac{\rho AL}{210} [(-78 - m)q_1 + 11Lq_2] \\ \frac{\rho AL^2}{210} (11q_1 - 2Lq_2) \end{bmatrix} \Rightarrow C = M_3 q \dot{\theta}^2$$

(2.13)de yer alan C_1 terimi basit olarak ifade edilebilir. Buna göre C_1 in q ve q nun türevine bağlı bir ifade olması, yani q değişkeninin çok küçük değerli ifadeler olması C_1 in de l den çok küçük olması anlamına gelir.

$$C_1 = M_3 q \left(-\frac{M_2^T}{m_{33}} \dot{q} \right)^2 \ll 1 \quad (2.15)$$

ve

$$\mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g \cos \theta \left(\frac{\rho AL}{2} + m \right) \\ -\frac{\rho AL^2}{2} g \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{G}_k = \begin{bmatrix} \frac{\rho AL}{2} + m \\ -\frac{\rho AL^2}{2} \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{G}_1 = \mathbf{G}_k g \cos \theta$$

$\mathbf{G}_1 = \mathbf{G}_k \cos \theta$ ($\mathbf{G}_k$ sabit vektör) eşitliği bulunur. Yer çekimi ivmesini içeren bu matrisel ifade (2.13) eşitliğinde yerine konursa ve (2.13) ifadesinde mevcut $\mathbf{C}_1$ ifadesi I den çok küçük olduğuna göre, (2.13) eşitliği yeniden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}\mathbf{q} + \mathbf{G}_k \cos \theta = 0 \quad (2.17)$$

$\mathbf{M}$ ve $\mathbf{K}$ pozitif belirli matrislerdir. Elde edilen (2.17) eşitliğinin kararlılık analizi için, bir Lyapunov aday fonksiyonu aşağıdaki gibi seçilebilir.

$$V = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{M} \dot{\mathbf{q}} + \frac{1}{2} \mathbf{q}^T \mathbf{K} \mathbf{q} \quad (2.18)$$

Seçilen fonksiyonun türevi alınırsa;

$$\dot{V} = \left(\frac{1}{2} \ddot{\mathbf{q}}^T \mathbf{M} \dot{\mathbf{q}} + \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{M} \ddot{\mathbf{q}} \right) + \left(\frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{K} \mathbf{q} + \frac{1}{2} \mathbf{q}^T \mathbf{K} \dot{\mathbf{q}} \right) \quad (2.19)$$

$$\dot{V} = (\dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{M} \ddot{\mathbf{q}}) + (\dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{K} \mathbf{q})$$

$$\dot{V} = \dot{\mathbf{q}}^T (\mathbf{M} \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{K} \mathbf{q})$$

eşitliği elde edilir. (2.17) eşitliğinden

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}\mathbf{q} = -\mathbf{G}_k \cos \theta \implies \dot{V} = \dot{\mathbf{q}}^T (-\mathbf{G} \cos \theta) \leq 0 \quad (2.20)$$

eşitsizliği elde edilir. $\dot{V} \leq 0$ eşitsizliği durumunun bulunması için, sistem çıkış ifadesi sıfır olduğuna göre bu ifadeden θ aşağıdaki gibi tekrar yazılır ve (2.20) eşitsizliğinde yerine konursa;

$$\theta = -\frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}}\mathbf{q} \quad \dot{V} = \dot{\mathbf{q}}^T \left[-\mathbf{G} \cos\left(-\frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}}\mathbf{q}\right) \right] \leq 0 \quad (2.21)$$

$$-\dot{\mathbf{q}}^T \left[\mathbf{G} \cos\left(\frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}}\mathbf{q}\right) \right] \leq 0$$

Seçilen Lyapunov fonksiyonunun türevi her zaman sıfırdan küçük/eşit olduğu görülür. Bunu daha açık söyleyebilmek için;

$$-\frac{d}{dt} \left[m_{33} \frac{\mathbf{M}_2^T \mathbf{G}}{\mathbf{M}_2^T \mathbf{M}_2} \sin\left(\frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}}\mathbf{q}\right) \right] \leq 0 \quad (2.22)$$

ve bu ifade A vektörel olmayan bir büyüklük olmak üzere

$$-m_{33} \frac{\mathbf{M}_2^T \mathbf{G}}{\mathbf{M}_2^T \mathbf{M}_2} \sin\left(\frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}}\mathbf{q}\right) \leq A \quad (2.23)$$

A skaler bir büyüklük olmak üzere yazılabilir.

$$\theta = -\frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}}\mathbf{q} \quad (2.24)$$

tanımı ile eşitsizlik tekrar aşağıdaki gibi yazılır.

$$m_{33} \frac{\mathbf{M}_2^T \mathbf{G}}{\mathbf{M}_2^T \mathbf{M}_2} \sin(\theta) \leq A \quad (2.25)$$

Ele alınan sistemde $m_{33} \frac{\mathbf{M}_2^T \mathbf{G}}{\mathbf{M}_2^T \mathbf{M}_2} > A$ ifadesi sabit bir sayı ifade etmektedir. Esnek

mafsallı robot kol sistemi $-\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$ çalışma aralığında hareket ettiği kabul edilirse;

$|\sin(\theta)| \leq 1$ olacağından ve bu nedenle, $[m_{33} \frac{\mathbf{M}_2^T \mathbf{G}}{\mathbf{M}_2^T \mathbf{M}_2} \sin(\theta)] \leq A$ ifadesi sağlanır.

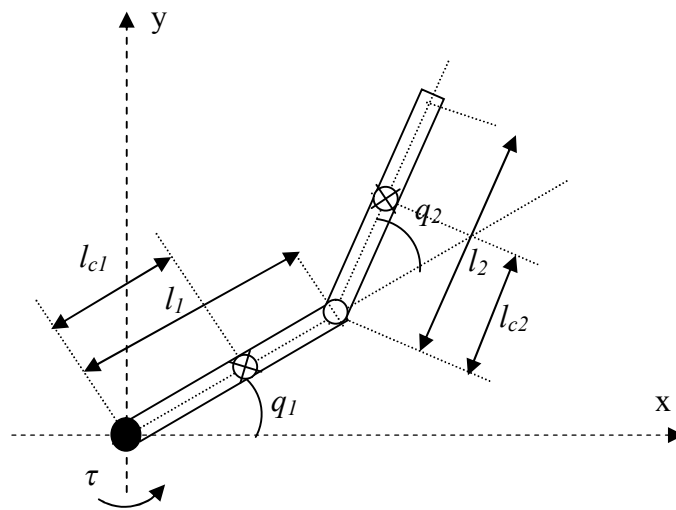
Bu ifadelere göre;

$$[m_{33} \frac{\mathbf{M}_2^T \mathbf{G}}{\mathbf{M}_2^T \mathbf{M}_2} \sin(\theta)] \leq A \quad (2.26)$$

(2.26) sınırlıdır. Sonuç da $\dot{V} \leq 0$ olduğu söylenir ve esnek mafsallı kol sistemi sıfır dinamikleri (zero dynamics) kararlıdır.

2.2.3 Pendubot

Pendubot sisteminin, iki eklemlili tam tahrikli bir robot manipulatöründen farklı olarak birinci ekleminde tahrik ünitesi bulunmaktadır. Bir başka deyişle, sistem eklemlerinden sadece birincisine, kontrol işareti uygulanabilmektedir. Şekil 2.3 de pendubot eksik tahrikli sistemi görülmektedir. Pendubot bir insan koluna benzetilecek olursa, tahrik elemanı omuzda yer alırken, tahriksiz serbestlik derecesi dirsektir. Buradan da anlaşılacağı üzere, ikinci mafsallı, birinci mafsallı etrafında serbestçe hareket edebilir.



Şekil 2.3 : Pendubot

Pendubot dinamik denklemleri; sistemin kinetik ve potansiyel enerjilerinden yola çıkarak Lagrange denkleminde elde edilir. Buna göre, mafsalların kinetik enerjileri yazılırsa;

1nci mafsal kinetik enerjisi;

$$K_1 = \frac{1}{2} (I_1 + m_1 l_{c1}^2) \dot{q}_1^2 \quad (2.27)$$

2nci mafsal kinetik enerjisi;

$$K_2 = \frac{1}{2} (I_2 + m_2 l_1 l_{c2} \cos q_2 + m_2 l_{c2}^2 + m_2 l_1^2) \dot{q}_1^2 + (I_2 + m_2 l_1 l_{c2} \cos q_2 + m_2 l_{c2}^2) \dot{q}_1 \dot{q}_2 + \frac{1}{2} (I_2 + m_2 l_{c2}^2) \dot{q}_2^2 \quad (2.28)$$

Toplam kinetik enerji;

$$K = K_1 + K_2 \quad (2.29)$$

olarak elde edilir. Denklemleri karmaşıklıktan kurtarmak için a_i parametreleri $i=(1,...,5)$ aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$a_1 = m_1 l_{c1}^2 + m_2 l_1^2 + I_1$$

$$a_2 = m_2 l_{c2}^2 + I_2$$

$$a_3 = m_2 l_1 l_{c2} \quad (2.30)$$

$$a_4 = m_1 l_{c1} + m_2 l_1$$

$$a_5 = m_2 l_{c2}$$

Bu tanımlamalar kullanılarak toplam kinetik enerji yazılır.

$$K = \frac{1}{2}(a_1 + a_2 + 2a_3 \cos q_2)\dot{q}_1^2 + \frac{1}{2}a_2\dot{q}_2^2 + (a_2 + a_3 \cos q_2)\dot{q}_1\dot{q}_2 \quad (2.31)$$

Toplam potansiyel enerji ise;

$$P = a_4 g \sin q_1 + a_5 g \sin(q_1 + q_2) \quad (2.32)$$

olarak yazılır. Kinetik ve potansiyel enerji ifadelerinden Lagrangian fonksiyonu elde edilir.

$$L = K - P \quad (2.33)$$

$$L = \frac{1}{2}(a_1 + a_2 + 2a_3 \cos q_2)\dot{q}_1^2 + \frac{1}{2}a_2\dot{q}_2^2 + (a_2 + a_3 \cos q_2)\dot{q}_1\dot{q}_2 - a_4 g \sin q_1 - a_5 g \sin(q_1 + q_2) \quad (2.34)$$

Bulunan Lagrangian fonksiyonu, Lagrange denkleminde;

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L}{\partial \dot{q}}(q, \dot{q}) \right] - \frac{\partial L}{\partial q}(q, \dot{q}) = \tau \quad (2.35)$$

kullanılabilmesi için, pendubot için $q=(q_1, q_2)^T$ ve $\tau=(\tau_1, 0)^T$ yani birinci eklemde tahrik elemanı olduğuna göre, Lagrange denklemi elemanları aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_1} \right) = (a_1 + a_2 + 2a_3 \cos q_2)\dot{q}_1 + (a_2 + a_3 \cos q_2)\dot{q}_2 \quad (2.36)$$

$$\left(\frac{\partial L}{\partial q_1} \right) = -a_4 g \cos q_1 - a_5 g \cos(q_1 + q_2) \quad (2.37)$$

$$\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_2} \right) = a_2\dot{q}_2 + (a_2 + a_3 \cos q_2)\dot{q}_1 \quad (2.38)$$

$$\left(\frac{\partial L}{\partial q_2} \right) = -a_3 \sin q_2 \dot{q}_1^2 - a_3 \sin(q_2)\dot{q}_1\dot{q}_2 - a_5 g \cos(q_1 + q_2) \quad (2.39)$$

Lagrangian denklemlerinden pendubot için dinamik denklemler aşağıdaki gibi elde edilir.

$$(a_1 + a_2 + 2a_3 \cos q_2)\ddot{q}_1 + (a_2 + a_3 \cos q_2)\ddot{q}_2 - a_3 \sin(q_2)\dot{q}_2^2 - 2a_3 \sin(q_2)\dot{q}_1\dot{q}_2 + a_4 g \cos q_1 + a_5 g \cos(q_1 + q_2) = \tau_1 \quad (2.40)$$

$$a_2\ddot{q}_2 + (a_2 + a_3 \cos q_2)\ddot{q}_1 + a_3 \sin(q_2)\dot{q}_1^2 + a_5 g \cos(q_1 + q_2) = 0 \quad (2.41)$$

Verilen denklemler standart formda düzenlenirse; pendubot hareket denklemleri matris gösterimde elde edilir.

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

2.2.4 Pendubot Sıfır Dinamiklerinin Analizi

Doğrusal olmayan sistemlerin kararlılık incelemesinde sistem iç dinamiklerini incelemesi gereklidir. Sistem iç dinamikleri de belirli kontrol giriş işaretine bağlı olabilir. Doğrusal olmayan sistemlerin kararlılığının belirlenmesi için, öncelikle sıfır dinamiklerin (zero dynamics) tanımı yapılmalıdır.

“ Sistem çıkış işaretini sıfırda tutan giriş işareti ile sistem iç dinamiklerinin ortaya çıkması sıfır dinamiği olarak tanımlanır.”

İç dinamiklerin kararlılığının belirlenmesi için sıfır dinamiklerinden yararlanmak doğrusal olmayan sistemler için daha basit bir yaklaşımdır. Sıfır dinamikleri; Doğrusal olmayan sistemlerin yapısından kaynaklanan bir özelliktir. (Kontrol kuralı veya istenen referans yörüngesinin seçimine bağlı değildir.) Sıfır dinamiklerin kararlılığının incelenmesi, iç dinamiklerin kararlılığının incelenmesinden daha kolaydır. Sıfır dinamikleri sadece iç dinamik durumları ile ilgili iken, iç dinamikler harici dinamikler ve istenen referans yörünge ile ilişkilidir.

Pendubot sıfır dinamiklerinin analizi için sistem dinamik denklemleri aşağıda açık olarak yazılır.

$$m_{11}\ddot{q}_1 + m_{12}\ddot{q}_2 + c_1(q_1, \dot{q}_1, q_2, \dot{q}_2) + g_1(q_1, q_2) = \tau \quad (2.43)$$

$$m_{12}\ddot{q}_1 + m_{22}\ddot{q}_2 + c_2(q_1, \dot{q}_1, q_2, \dot{q}_2) + g_2(q_1, q_2) = 0 \quad (2.44)$$

Pendubot hareket denklemlerinde yer alan parametreler aşağıda verilmiştir. Denklemleri terim kalabalığından kurtarmak için (1.5) ile verilen a_i parametreleri kullanılmıştır. Buna göre dinamik denklem elemanları yazılabilir.

$$m_{11} = a_1 + a_2 + 2a_3 \cos q_2$$

$$m_{12} = a_2 + a_3 \cos q_2$$

$$m_{21} = m_{12}$$

$$m_{22} = a_2$$

(2.45)

$$c_1 = -a_3 \sin q_2 \dot{q}_2^2 - 2a_3 \sin q_2 \dot{q}_1 \dot{q}_2$$

$$c_2 = a_3 \sin q_2 \dot{q}_1^2$$

$$g_1 = -a_4 g \sin q_1 - a_5 g \sin(q_1 + q_2)$$

$$g_2 = -a_5 g \sin(q_1 + q_2)$$

Pendubot için, konfigürasyon değişkenleri vektörü $q = (q_1, q_2)^T$ ve sistemin denge noktası $q_1 = q_2 = 0$ kabul edilsin. Sistem çıkışı q_1 e göre yani, $y = q_1$ durumu için, sıfır-dinamikleri ve sistem çıkışını sıfır değerinde tutan kontrol işareti elde edilebilir. Sistem çıkışı $y = q_1$ olduğuna göre;

$$y = q_1 \Rightarrow \dot{y} = \dot{q}_1 = 0 \Rightarrow \ddot{y} = \ddot{q}_1 = 0$$

olacaktır. (2.44) denkleminde pendubotun sıfır-dinamikleri,

$$(a_2 + a_3 \cos q_2)\ddot{q}_2 - a_3 \dot{q}_2^2 \sin q_2 - a_4 g - a_5 g \cos q_2 = 0 \quad (2.46)$$

ve bu dinamikleri oluşturan giriş (2.43) denkleminde aşağıdaki eşitlikte verildiği gibi elde edilir.

$$a_2\ddot{q}_2 + a_5g \cos q_2 = 0 \quad (2.47)$$

Sıfır dinamiklerinin durumunu anlayabilmek için, denge noktası $q_2 = 0$, $\dot{q}_2 = 0$, civarında (2.46) ile verilen dinamikler doğrusallaştırılırsa,

$$(a_2 + a_3)\ddot{q}_2 - a_4g - a_5g = 0 \quad (2.48)$$

$$\ddot{q}_2 = \frac{(a_4 + a_5)g}{a_2 + a_3} \quad (2.49)$$

$a_2, a_3, a_4, a_5, g > 0$ pozitif sayılar olduğuna göre; sistemin sıfır-dinamikleri denge noktası civarında kararsızdır.

Benzer şekilde sistem çıkışı $y=q_2$ durumu için inceleme yapılırsa;

$$y=q_2 \Rightarrow \dot{y} = \dot{q}_2 = 0 \Rightarrow \ddot{y} = \ddot{q}_2 = 0$$

ve (2.44) denkleminde sıfır-dinamikleri,

$$(a_1 + a_2 + 2a_3 \cos q_2)\ddot{q}_1 + a_4g \cos q_1 + a_5g \cos q_1 = 0 \quad (2.50)$$

ve bu dinamikleri oluşturan giriş (2.43) denkleminde,

$$(a_2 + a_3 \cos q_2)\ddot{q}_1 + a_3\dot{q}_1^2 \sin q_2 + a_5g \cos q_1 = 0 \quad (2.51)$$

elde edilir. Sıfır dinamiklerinin durumunu anlayabilmek için, denge noktası $q_1 = 0$, $\dot{q}_1 = 0$, civarında (2.51) ile bulunan dinamikler doğrusallaştırılırsa,

$$(a_1 + a_2 + 2a_3)\ddot{q}_1 + a_4g + a_5g = 0 \quad (2.52)$$

sistemin denge noktası civarında kararlı olduğu bulunur. Buna göre, sistemin $y=q_1$ çıkışına göre minimum fazlı olmayan karakteristiğe sahip olduğu söylenir.

3 EKSİK TAHRİKLİ ROBOT MANİPULATÖRLERİN KONTROLU

3.1 Amaç

Eksik tahrikli sistemler oldukça karmaşık ve doğrusal olmayan yapıdadırlar. Holonomik olmayan kısıtlara sahip ve sıfır dinamikleri dolayısıyla minimum fazlı olmayan sistemler gurubundadırlar. Bütün bu özellikler; bu sistemlerin kontrolu konusunu hala açık problem olarak kontrol sistemleri alanındaki yerini koruduğu, yapılan literatür incelemesi ile de görülmektedir. Genel olarak bu tez çalışmasında; kısmi geribesleme doğrusallaştırma (Partial Feedback Linearization), kayma kipi kontrol yöntemi (Sliding Mode Control) ve yüksek dereceli kayma kipi kontrol yöntemi (High Order Sliding Mode Control) ele alınmıştır. Bu doğrusal olmayan yöntemler kullanılarak; esnek mafsallı robot kol hareket kontrolu ve pendubot kararsız denge noktasında kontrolu için kontrol sistem tasarımı yapılmış, türetilen denklemlerle oluşturulan algoritmalar bu bölümde anlatılmıştır.

3.2 Kısmi Geribesleme Doğrusallaştırma Kontrol (KGDK)Yöntemi

Tam tahrikli sistemler için geçerli olan, geribesleme doğrusallaştırma (feedback linearization) kontrol yaklaşımları bu sistemlerde geçerli olmaz. Bu yöntemlerde kullanılan cebirsel işlemler; sistem giriş işaretine göre veya sistem giriş-çıkış işaretlerine göre gerçekleştirilmektedir. Eksik tahrikli sistemlerin dinamik denklemlerinde en az bir giriş işaretinin olmaması tam doğrusallaştırma için bu yöntemlerin kullanılmasını engeller. Ancak kısmi geri besleme doğrusallaştırma (partial feedback linearization) yöntemi bu sistemler için uygulanabilmektedir. Bu yöntemde de; sistem dinamik denklemlerine göre, sistem çıkış işaretinin, kontrol işaretine sahip, tahrikli, konfigürasyon değişkeni ile etkileşimli olduğu durumlar için yapılan kısmi doğrusallaştırma (collocated) bütün eksik tahrikli sistemlere, eylemsizlik matrisinin pozitif belirlilik özelliği nedeniyle uygulanabilmektedir [9]. Buna göre eksik tahrikli bir sistemin dinamik denklemleri; (3.1) ve (3.2) ile verildiği gibi olsun. Sistem çıkış işareti; $y=q_1$ e göre ele alınsın. Dinamik denklemlerden (3.2) ile verilen eşitlik aktif değişkene göre yeniden yazılır.

$$m_{11}\ddot{q}_1 + m_{12}\ddot{q}_2 + c_1(q_1, \dot{q}_1, q_2, \dot{q}_2) + g_1(q_1, q_2) = b(q_1, q_2)\tau \quad (3.1)$$

$$m_{12}\ddot{q}_1 + m_{22}\ddot{q}_2 + c_2(q_1, \dot{q}_1, q_2, \dot{q}_2) + g_2(q_1, q_2) = 0 \quad (3.2)$$

(3.3) eşitliği bulunur.

$$\ddot{q}_1 = -m_{11}^{-1}(m_{12}\ddot{q}_2 + c_1 + g_1) \quad (3.3)$$

Bu eşitlik (3.1) de yerine konursa;

$$\bar{m}_{22}\ddot{q}_2 + \bar{c}_2 + \bar{g}_2 = \tau \quad (3.4)$$

(3.4) elde edilir. Bu ifade deki terimler aşağıda (3.5) ile verilmiştir.

$$\bar{m}_{22} = m_{22} - m_{21}m_{11}^{-1}m_{12}$$

$$\bar{c}_2 = c_2 - m_{21}m_{11}^{-1}c_1 \quad (3.5)$$

$$\bar{g}_2 = g_2 - m_{21}m_{11}^{-1}g_1$$

(3.4) ifadesinde bulunan $\bar{m}_{22}$ mxm boyutlu bir matrisidir, simetrik ve pozitif tanımlıdır. Buna göre geribesleme doğrusallaştırması ile elde edilen ve (3.4) ile belirlenebilen kontrol ifadesi aşağıdaki gibidir.

Burada v_2 ilave kontrol işaretidir. (3.1) ve (3.2) ile tanımlanan sistem, geribeslemeli eşdeğeri yeniden aşağıdaki gibi yazılabilir. v_2 giriş işaretinden y_2 çıkışına kadar sistem ikinci dereceden doğrusal bir sisteme dönüşür. (3.7), (3.8) ve (3.9) ile sistemin kısmi geribeslemeli doğrusallaştırılmış denklemleri verilmektedir. Genelleştirecek olursak; bu yöntem ile doğrusal olmayan kontrol kuralı, $[\tau = \alpha(q_1, \dot{q}_1, q_2, \dot{q}_2) + \beta(q_1, q_2)u]$ formunda elde edilmesi sistem dinamik denklemlerini kısmi olarak (3.7), (3.8), (3.9) da yazıldığı gibi doğrusallaştırır.

$$\tau = \overline{m}_{22}v_2 + \overline{c}_2 + \overline{g}_2 \quad (3.6)$$

$$m_{11}\ddot{q}_1 + c_1 + g_1 = -m_{12}v_2 \quad (3.7)$$

$$\ddot{q}_2 = v_2 \quad (3.8)$$

$$y_2 = q_2 \quad (3.9)$$

Pasif değişkene göre kısmi geribesleme doğrusallaştırma yöntemi; sistem dinamik denklemleri tahriksiz konfigürasyon değişkenine göre yapılması esas alınır. (3.1) ve (3.2) ile dinamik denklemleri verilen eksik tahrikli sistem için, tahriksiz değişken q_1 dir. Ancak bu metodun uygulanabilmesi için sistem eylemsizlik matrisinin aşağıda tanımı verilen ayrışmaz (Strongly Inertially Coupled) durumunun sağlanması gerekir.

Tanım: (3.1) ve (3.2) ile dinamik denklemleri verilen eksik tahrikli sistem yalnız ve yalnızca,

Bütün $q \in Q$ için ; $\text{rank}(m_{12}(q))=n-m$ ise

(n :sistem serbestlik derecesi; m :tahrikli serbestlik derecesi)

güçlü ayrışmaz eylemsizlikli sistemdir.Bu tanım ve yöntemin kullanılabilmesi için;

tahrikli konfigürasyon değişkeni sayısı $\geq n-m$

olmalıdır. Bu tanım ve kabul altında tahriksiz değişkene göre sistem kısmi doğrusallaştırma m_{12} matrisinin temsili ters işlemi ($m_{12}^\perp$) hesaplanabilir.

$$m_{12}^\perp = m_{12}^T (m_{12} m_{12}^T)^{-1} \quad (3.10)$$

Buna göre; τ geribesleme kontrol işaretinin bulunması ile (3.1) ve (3.2) ile dinamik denklemleri verilen eksik tahrikli sistem aşağıda verilen geribesleme eşdeğerine dönüşür.

$$\begin{aligned}\ddot{q}_1 &= u \\ \ddot{q}_2 &= -m_{12}^{\perp}(m_{11}u + c_1 + g_1)\end{aligned}\quad (3.11)$$

Bunlardan görüleceği üzere; tahriksiz konfigürasyon değişkeni q_1 doğrusallaştırılmış ve sistem denklemlerinin kalanından ayrıştırılmıştır. (3.11) ile bulunan denklemlerin ikincisi $\ddot{q}_2$ eşitliği ise; tahrikli değişken hareketini tanımlar. Bu hareket denklemi aynı zamanda $y=q_1$ çıkış eşitliğine göre sistemin iç dinamiklerini temsil eder [9].

3.3 Kayma Kipli Kontrol (KKK) Yöntemi

Doğrusal olmayan ve parametre belirsizliklerine sahip sistemlerin kontrolunda başarılı olan kayma kipli kontrol yönteminin eksik tahrikli manipulatörlerin kontrolunda kullanılması bu tez çalışması kapsamında ele alınmıştır. Kayma kipi, değişken yapıli sistemlerin (variable structure systems) bir çalışma kipidir. Değişken yapıli bir sistem;

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, t, u), x \in R^n, u \in R^m \\ u &= \begin{cases} u^+(x, t) & \sigma(x) > 0 \\ u^-(x, t) & \sigma(x) < 0 \end{cases} \\ \sigma^T &= (\sigma_1, \dots, \sigma_m)\end{aligned}\quad (3.12)$$

olsun. Bu sistem için, sürekl olmayan kontrol girişi, durum uzayında, $\sigma=0$ da kayma yüzeylerini oluşturur. Uygulamalarda darbe genişlik modilasyonlu işaret dolayısı ile işaretin ideal olmayan anahtarlama yapısında olması bu kayma yüzeylerinin oluşmasına bir örnektir. Benzer şekilde adaptif bir kontrol sisteminde parametrelerin çıkış işaretine bağlı olarak sürekli olarak ayarlanması da yine sürekli olmayan bir kontrol işaretinin üretilmesi demektir ve bu sürekli olmayan noktalarda durum uzayında kayma kipi oluşur. Bu oluşan yeni sistem hareketi, kayma kipi $(n-m)$ dereceden bir denklemle tanımlanır. Kayma kipindeki bu hareket denklemini türetebilmek için kontrol girişi “eşdeğer kontrol” ifadesi ile yer değiştirmelidir. Bu yeni kontrol işareti ise; $\dot{\sigma} = 0$ denkleminin çözümü ile elde edilir [78]. Kayma

yüzeyi sistem durum değişkenleri ile sistem dinamikleri arasındaki ilişkiyi ifade eder. Sürekli olmayan bu anahtarlama işlemi özelliği gereği işaretin ideal olarak boşluk anlarında kazancın sonsuza gideceği düşünülebilir. Ancak sistemin iç ve dış bozucu dinamikleri dolayısı ile kazancın sonsuza gitmesi engellenir. Bir başka bakış açısıyla; anahtarlama işleminin doğası gereği istenmeyen bozucu etkisi yok edilmiş olur. Bozucu etkisini ortadan kaldırmak için, sürekli olmayan ideal kontrol işaretinde zaman sabitinin ihmal edildiği gözönüne alınırsa, kayma kipi civarında bir sınır yüzeyi (boundry layer) tanımlanması ile parametrelerin sınırlandırılması gerekir. Bu işlem ile aynı zamanda dayanıklı kontrol yaklaşımı elde edilmiş olur [79].

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)u \quad (3.13)$$

(3.13) yapısındaki bir kontrol sisteminin,

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1[x_1, t, \sigma_0(x_1)] \\ f_1 &\in R^{n-m} \end{aligned} \quad (3.14)$$

derecesi indirgenmiş ve kontrol işaretine (u) bağlı olmayan kayma kipi denklemi ile ayrıştırılması sağlanabilir. Bu nedenle öncelikle; uygun kayma kipi yüzeyinin, $\sigma(x)$ veya $\sigma_0(x_1)$ fonksiyonlarının, belirlenmesi gereklidir. Daha sonra ise; kararlılığı güvence altına alacak uygun sürekli olmayan kontrol işaretinin bulunması önemlidir [80].

$$\begin{aligned} u &= \begin{cases} u^+(x, t) & \sigma(x) > 0 \\ u^-(x, t) & \sigma(x) < 0 \end{cases} \\ \sigma^T &= (\sigma_1, \dots, \sigma_m) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Kayma kipli kontrol yönteminin olumsuzluğu ise uygulamada ortaya çıkan çatırtı (chattering) problemidir. Çatırtı, kayma kipli kontrolörün yüksek frekanslı anahtarlama işlemi esnasında sistemde modellenmemiş dinamiklerin tetiklenmesi ile ortaya çıkmaktadır.

Kayma kipi kontrol yönteminin sistem derecesini indirgeme özelliği ve bozuculara ve sistem parametrelerine karşı duyarlılığının az olması, aşırı doğrusal olmayan

dinamik yapıya sahip ve parametreleri değişen eksik tahrikli sistemlerin dayanıklı kontrolunda kullanılmıştır. Kısmi geribesleme doğrusallaştırma yöntemi ile birlikte, bu yöntemin gerektirdiği doğrusal kontrolör olarak bir kayma kipli kontrolör algoritması bu tez çalışması ile türetilmiştir. Ayrıca çatırtısız sürekli işaretli bir Kayma Kipli Kontrolör EMRK hareket kontrolu için türetilmiştir.

3.4 Yüksek Dereceli Kayma Kipli Kontrol (YDKKK)

Genel olarak kayma kipli kontrol yönteminin uygulanması sırasında ortaya çıkan çatırtı problemi durum uzayında sistemin yüksek hızlı titreşimlerine neden olmaktadır. Bu durum sistem hızında görülebilecek yüksek genlikli vibrasyonlara, dolayısı ile yüksek enerjinin ortaya çıkması, sistem açısından istenmeyen tehlikeli sonuçlar doğurabilmektedir. Son yıllarda ortaya konan yüksek dereceli kayma kipi kontrol yöntemi ile gürültü problemi aşılabilmektedir. Yüksek dereceli kayma kipi, standart kayma kipli yöntemi genelleştirmektedir. Kayma kipli yöntem ile elde edilen birinci dereceden türeve sahip kayma denklemi yapısı yerine bu yöntem ile daha yüksek dereceli türeve sahip kayma kipi değişkenleri kullanılabilir. Bu durum sistemdeki gürültü problemini kaldırdığı gibi yüksek hassasiyet ve sistem bozucularına karşı dayanıklılığı artırıcı yönde etki sağlar [81].

Kayma kipi, $\sigma=0$ ile tanımlıdır ve σ sistem çıkışını ifade etmektedir. Sistem sınırlamalarında sapma daha yüksek dereceli türevlerle ifade edilebilir. Kayma derecesi olarak r kullanılırsa; r nci dereceden kayma kipi;

$$\sigma, \dot{\sigma}, \ddot{\sigma}, \dots, \sigma^{(r-1)}$$

sürekli fonksiyonlar olmak üzere,

$$\sigma = \dot{\sigma} = \ddot{\sigma} = \dots = \sigma^{(r-1)} = 0$$

eşitliği ile belirlenir. Standart kayma kipi 1 nci dereceden sistemlere gerçek-zamanlı doğrudan uygulanabilirken, sistem derecesi arttığında doğrudan uygulanamaz. Yüksek dereceli kayma kipi yöntemi ise sistem derecesi ne olursa olsun uygulanabilmektedir. Kayma kipi ile sistem çıkışı belirlenip buna göre kayma denklemi oluşturulmaktadır. Bu noktada sistem çıkışının yüksek dereceli,

$\sigma, \dot{\sigma}, \ddot{\sigma}, \dots, \sigma^{(r-1)}$, türevlere sahip olması durumunda gerçek zamanlı yüksek dereceli türev alma işlemi ön plana çıkmaktadır. Bu nedenle yüksek dayanıklı yapıyı türev

alıcıların tasarımıda kullanılması ve bu işlem için de yine sistem içinde gözlemleyici bulundurulması gerekliliği vardır [82].

Eksik tahrikli sistemlerin doğrusal olmayan yapısı, iç dinamikleri olarak minimum fazlı olmayan sıfır dinamiklerine sahip olması ve çalışma esnasında parametre belirsizlikleri dolayısı ile standart kayma kipli yöntemin avantajları yanında gürültü problemini de tamamen ortadan kaldıran bu yöntemin eksik tahrikli sistemlere uygulanması bu tez çalışmasının önemli katkısı olduğu değerlendirilmektedir.

3.5 Esnek Mafsallı Robot Kol (EMRK) Hareket Kontrolü

Esnek mafsallı robot kol hareket kontrolü için bu tezde uygulanması öngörülen doğrusal olmayan kontrol yöntemleri uygulanmıştır. Kısmi geribeslemeli doğrusallaştırma yöntemi, PD ve kayma kipli kontrol tabanlı olarak türetilmiştir. Birinci dereceden basamaklanmış, ikinci dereceden ve motor dinamiklerinin de ilave edildiği sistem modeli ile üçüncü dereceden yüksek dereceli kayma kipli kontrol yöntemleri ile türetilen algoritmalar aşağıda gösterilmiştir.

3.5.1 KGDK Yöntemi ile EMRK Hareket Kontrolü

Sistemin tahrikli konfigürasyon değişkenine göre kısmi geribesleme doğrusallaştırılması (collocated linearization) yöntemi ile kontrolü için gerekli matematiksel türetme aşağıda açıklanmıştır.

Sistem çıkış ifadesi $y_2 = \theta \in R^m$ olarak alınıp, sistem dinamik denklemleri tahrikli konfigürasyon değişkenine göre kısmi geribesleme doğrusallaştırma formülasyonu uygulanır. Buna göre esnek mafsallı bir robot kolun (2.4) ile verilen dinamik denklemleri $F = C_I + G_I$ tanımı ile basitleştirilerek tekrar yazılabilir.

$$M_1 \ddot{q} + M_2 \ddot{\theta} + K q + F = 0 \quad (3.16)$$

M_1 tersi alınabilen bir matristir ve boyutu $l \times l$ ($q \in R^l$). Bu nedenle $\ddot{q}$ aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\ddot{q} = -M_1^{-1} (M_2 \ddot{\theta} + K q + F) \quad (3.17)$$

Bulunan (3.17) ifadesi (2.4) eşitliğinin ikinci satırında kullanılırsa;

$$\bar{M}\ddot{\theta} + \bar{K}q + \bar{F} = \tau \quad (3.18)$$

ifadesi bulunur. Bu eşitlikte $\bar{M}, \bar{K}, \bar{F}$ ifadeleri aşağıda açık olarak verilmiştir.

$$\bar{M} = m_{33} - M_2^T M_1^{-1} M_2; \bar{K} = -M_2^T M_1^{-1} Kq; \bar{F} = f_3 - M_2^T M_1^{-1} F \quad (3.19)$$

Bu ifadelerden yola çıkarak bir geribesleme doğrusallaştırma kontrolörü tanımlanabilir.

$$\tau = \bar{M}v_2 + \bar{K} + \bar{F} \quad (3.20)$$

Burada $v_2 \in R^m$ bir ilave kontrol girişi olarak verilmiştir. Sistem dinamik denklemleri buraya kadar yapılan işlemlere göre aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$M_1 \ddot{q} + Kq + F = -M_2 v_2$$

$$\ddot{\theta} = v_2 \quad (3.21)$$

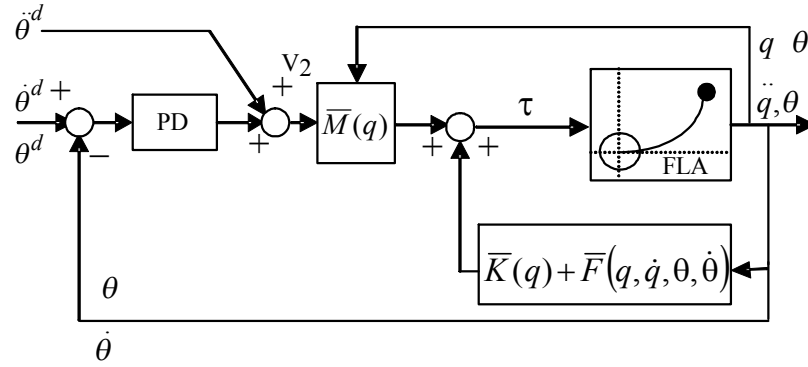
$$y_2 = \theta$$

Bu ifadelerden de görüldüğü gibi sistem v_2 den y_2 ye kadar ikinci dereceden doğrusal bir sisteme dönüşmüştür.

Eğer $y_2' = \theta'$ aktif konfigürasyon değişkeni(θ) için istenen bir yörüngeyi temsil ederse, v_2 ilave kontrolör terimi aşağıdaki gibi PD formunda bir kontrolör olarak seçilebilir.

$$v_2 = \ddot{\theta}^d + K_D(\dot{\theta}^d - \dot{\theta}) + K_P(\theta^d - \theta) \quad (3.22)$$

K_P ve K_D pozitif sabit kazançlar olarak PD formunu oluşturur. Yörünge izleme ve verilen bir nokta için kontrol, sistemin aktif konfigürasyon değişkenine göre yapılan kısmi geribesleme doğrusallaştırma yöntemi kullanılarak belirlenen kontrol momenti esnek mafsallı bir robot kola uygulanabilir. Bunun için gerekli algoritmanın blok diyagramı Şekil 3.1 de verilmiştir.



Şekil 3.1 : KGDK sistemi blok diyagramı

3.5.2 KKK Tabanlı KGDK Yöntemi İle EMRK Hareket Kontrolü

Esnek mafsallı robot kol dinamiği kısmi geribesleme doğrusallaştırma kontrol yöntemi ile ikinci dereceden bir sisteme dönüşmesi sonrası yöntemin gerektirdiği ilave kontrol kayma kipli kontrol yöntemi ile belirlenmiştir. Kayma kipi sistem durum değişkenleri ile belirli sistem dinamikleri arasındaki ilişkiyi tanımlayan kayma yüzeyinin belirlenmesini gerektirir. Bu çalışmada sistem istenen çıkış ifadesi ile sistem yanıtı arasındaki fark yani hatanın ve hatanın zamana göre değişiminin toplamı olarak kayma kipi yüzeyi belirlenmiştir. Dolayısı ile sistem çıkış ifadesi belirleyicidir. Sisteme bu yöntemin uygulanabilmesi için öncelikle (3.20) ile verilen kontrol momenti ifadesi tekrar yazılırsa;

$$\tau = \bar{M}v_2 + \bar{K} + \bar{F} \quad (3.23)$$

(3.23) ifadesinde gerekli olan ilave kontrolör v_2 nin belirlenmesi kayma kipli kontrol yöntemi ile yapılacaktır. Sistem çıkış ifadesi ve referans çıkış aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$y = \theta + k_1 q_1 + k_2 q_2 \quad (3.24)$$

$$y^r = \theta^r$$

burada θ ; tahrik ünitesi açısal konumu, q_1 ve q_2 ; yapısal şekil kipleri, k_1 ve k_2 ; pozitif katsayılar olarak alınmıştır. Sistem yanıtı hatası;

$$e = y - y^r \quad (3.25)$$

Kayma yüzeyi ise (3.26) da verildiği gibi seçilmiştir.

$$\sigma = \dot{e} + Ce \quad (3.26)$$

C kayma yüzeyi asimptotlarını etkileyen pozitif bir sayı olarak tanımlıdır. Kontrolör EMRK dinamiklerini kayma yüzeyine ($\sigma=0$) yönlendirecek ve orada sınırlayacak şekilde tasarlanmaktadır. Bu tasarım için sistem kararlılığını garanti edecek ifade için pozitif *Lyapunov* fonksiyonu tanımlanmalıdır.

$$V(s) = \frac{\sigma^2}{2} \quad (3.27)$$

V fonksiyonun zamana göre türevi alınırsa;

$$\dot{V}(\sigma) = \sigma(\ddot{e} + C\dot{e}) \quad (3.28)$$

bulunur.

$$|\sigma| = \sigma \text{sign}(\sigma) \quad (3.29)$$

$$\sigma \dot{\sigma} \leq -K|\sigma| \quad (3.30)$$

olduğuna göre; buradan (3.30) eşitsizliği tekrar yazılabilir.

$$\dot{\sigma} \leq -K \text{sign}(\sigma) \quad (3.31)$$

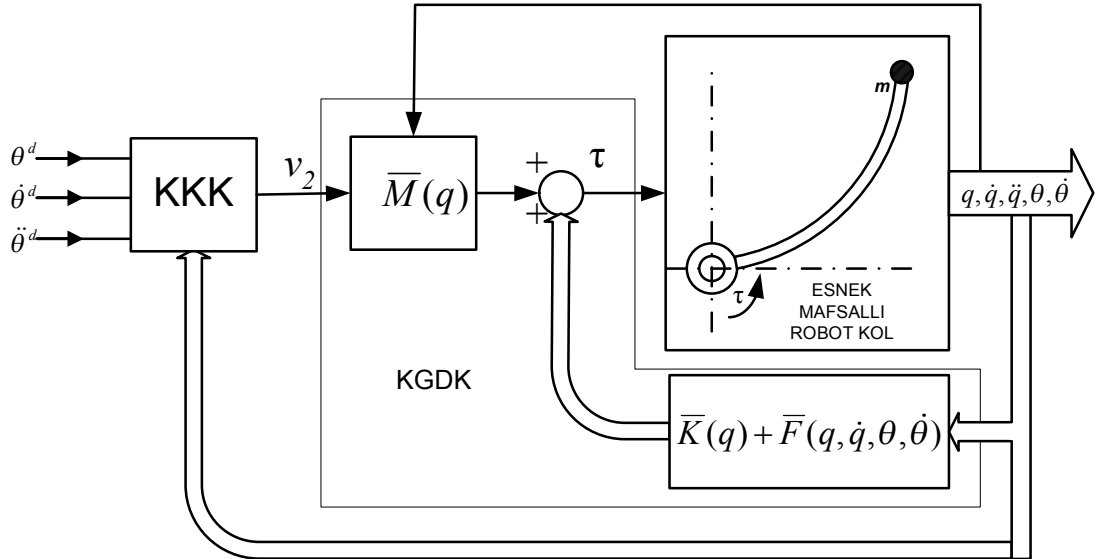
(3.31) eşitsizliği seçilen kayma kipi eşitliğinin zamana göre türevi ($\dot{\sigma}$) alınıp kullanılarak daha açık olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\ddot{\theta}^d - \ddot{\theta} - k_1 \dot{q}_1 - k_2 \dot{q}_2 + C\dot{e} \leq -K \text{sign}(\sigma) \quad (3.32)$$

Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevinin bir pozitif belirli K değeri için her zaman sifıra eşit yada sıfırdan küçük olacağını ($V(\dot{\sigma}) \leq 0$) yani sistem yörüngesini kayma yüzeyine çekeceğini ifade eder. Bu yaklaşım kullanılarak $\ddot{\theta} = v_2$ tanımı ile gerekli ilave kontrolör aşağıdaki gibi yazılır.

$$v_2 = \ddot{\theta}^d - k_1 \dot{q}_1 - k_2 \dot{q}_2 + C\dot{e} + K \text{sign}(\sigma) \quad (3.33)$$

Sisteme uygulanacak kontrol işareti ifadesi (3.23) de yerinde kullanılarak belirlenmiş olur. Önerilen kontrol algoritmasına ait blok diyagram Şekil 3.2 de verilmiştir.



Şekil 3.2 : KKK tabanlı KGDK yöntemi kontrol sistemi blok diyagramı

3.5.3 KKK Yöntemi İle EMRK Hareket Kontrolu

Bu bölümde *1 SD EMRK* uç noktasının belirlenen hassas uç konum ve yörünge kontrolu için geliştirilen bir kayma kipli kontrol (KKK) kuralı anlatılmıştır. Kayma yüzeyi; sistem durum değişkenleri ve dinamikleri arasındaki ilişkiyi tanımlayacak şekilde seçilmiştir. Buna göre durum yörüngelerini kayma yüzeyine çekecek ve orada sınırlandırarak kontrol algoritması tasarlanmıştır. Kontrolör, EMRK durum-uzay dinamik denklemlerine göre tasarlanmıştır. Sistem durum değişkenleri aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$\begin{aligned} x_1 &= [q_1 \quad q_2 \quad \theta]^T \\ x_2 &= [\dot{q}_1 \quad \dot{q}_2 \quad \dot{\theta}]^T \end{aligned} \quad (3.34)$$

Sistem dinamik modeli aktif ve aktif olmayan bileşenlerini kapsayan sistem çıkış ifadesi aşağıdaki gibi tanımlanmıştır. Sistemin çıkış denklemi (3.35) ile verilmiştir.

$$y = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{q} \\ \theta \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$\mathbf{q} = [q_1 \quad q_2]^T$$

Sistem durum uzay gösterimi ele alındığında aşağıdaki matematiksel türetme kullanılarak çatırtısız (chattering-free) Kayma Kipli Kontrol (Sliding Mode Control) algoritması geliştirilmiştir. Buna göre;

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f + bu \end{aligned} \quad (3.36)$$

f ; sistem dinamik denkleminde gelen doğrusal olmayan fonksiyon, b ; kontrol işareti katsayısı olmak üzere kayma kipli yüzey aşağıdaki gibi seçilebilir.

$$\sigma = Ce + \dot{e} \quad (C > 0) \quad (3.37)$$

Burada; $e = x_1^r - x_1$ ve $\dot{e} = x_2^r - x_2$ olarak kullanılmıştır. Hata dinamiklerinin kararlılığının garanti edilebilmesi için seçilen *Lyapunov* fonksiyonu (3.38) de verilmiştir.

$$\begin{aligned} V &= \frac{1}{2} \sigma^T \sigma > 0 \\ \dot{V} &= \sigma^T \dot{\sigma} \leq 0 \end{aligned} \quad (3.38)$$

Belirlenen *Lyapunov* fonksiyonunun türevini negatif yapacak kayma yüzeyi fonksiyonunun türevi aşağıdaki gibi seçilir.

$$\dot{\sigma} = -D\sigma \quad (D > 0) \quad (3.39)$$

Olmak üzere seçilip,

$$\dot{V} = \sigma^T \dot{\sigma} = -\sigma^T D\sigma < 0 \quad (3.40)$$

(3.40) da her iki tarafta bulunan σ^T terimlerinin yok edilmesi ile

$$\dot{\sigma} + D\sigma = 0 \quad (3.41)$$

(3.41) eşitliği bulunur. (3.37) eşitliğinin zamana göre türevi alınıp, sistem denklemlerinin yerine konması ile

$$\ddot{\sigma} = C\dot{e} + \ddot{e} = C\dot{e} + \dot{x}_2^r - f - bu \quad (3.42)$$

(3.42) türetilir. Buna göre aşağıdaki ifadeyi sağlayacak eşdeğer kontrol ifadesi hesaplanır.

$$\dot{\sigma} = 0 \rightarrow u = u_{eş} \quad (3.43)$$

Eşdeğer kontrol;

$$u_{eş} = \frac{1}{b}(\dot{x}_2^r - f + C\dot{e}) \quad (3.44)$$

olarak bulunur. (3.42) denkleminde aşağıda verilen $\dot{\sigma}$ eşitliği bulunur.

$$\dot{\sigma} = b(u_{eş} - u) \quad (3.45)$$

Seçilen (3.39) eşitliği de kullanılarak (3.46) yazılır.

$$b(u_{eş} - u) + D\sigma = 0 \quad (3.46)$$

(3.45) ve (3.46) ifadeleri sırasıyla ayrıklaştırılırsa;

$$\frac{\sigma(k) - \sigma(k-1)}{T} = b[u_{eş}(k-1) - u(k-1)] \quad (3.47)$$

$$b[u_{eş}(k) - u(k)] + D\sigma(k) = 0 \quad (3.48)$$

eşitlikleri elde edilir. Bu ifadelerden $u_{eş}(k)$ ve $u_{eş}(k-1)$ (3.47) ve (3.48) kullanılarak çözülebilir.

$$u_{eş}(k-1) = u(k-1) + \frac{\sigma(k) - \sigma(k-1)}{bT} \quad (3.49)$$

$$u_{eş}(k) = u(k) - \frac{D}{b}\sigma(k) \quad (3.50)$$

$u_{eş}(k)$ ortalama kontrol işareti olarak yani, kontrol işaretinin bir periyotta değişmediği kabul edilebilir.

$$u_{eş}(k-1) \cong u_{eş}(k) \quad (3.51)$$

Sonuç olarak; $u_{eş}(k-1) = u_{eş}(k)$ olduğu kabulüne göre (3.49) ve (3.50) birbirine eşitlenip, gerekli düzenleme yapılarak uygulanacak kontrol algoritması aşağıdaki gibi bulunur.

$$u(k) = u(k-1) + \frac{\sigma(k) - \sigma(k-1)}{bT} + \frac{D}{b} \sigma(k) \quad (3.52)$$

Esnek mafsallı sisteme uygulanacak kontrol işareti (3.53) ifadesi ile türetilmiş olur.

$$u(k) = u(k-1) + \frac{1}{bT} [\sigma(k)(1+DT) - \sigma(k-1)] \quad (3.53)$$

3.5.4 2-YDKKK Yöntemi İle EMRK Hareket Kontrolü

Bu bölümde göreceli sistem derecesi 2 ($r=2$) olan EMRK sistemi hareket kontrolü için Yüksek Dereceli Kayma Kipli Kontrol (YDKKK) yöntemi ele alınmıştır. Buna göre uç noktasında bozucu olarak yük bulunan bir EMRK için hassas konum kontrolü ve yörünge izleme amaçlı kontrol algoritması 2 nci dereceden YDKKK yöntemi ile türetilmiştir. Bu amaçla, (2.3) ve (2.4) de verilen sistem denklemleri yeniden aşağıdaki gibi düzenlenmiştir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{M}_1 & \mathbf{M}_2 \\ \mathbf{M}_2^T & m_{33} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}} \underbrace{\begin{bmatrix} \ddot{\mathbf{q}} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix}}_{\ddot{\mathbf{a}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{q} \\ \theta \end{bmatrix}}_{\mathbf{a}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 \\ c_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \\ g_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ m_{33}(q_1, q_2)\ddot{\theta} \end{bmatrix}}_{\xi} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ B_m \dot{\theta} \end{bmatrix}}_{\tau_{f1}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ T_c \text{sign}(\dot{\theta}) + \tau_h \end{bmatrix}}_{\tau_{f2}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \tau \end{bmatrix}}_{\tau_i} \quad (3.54)$$

Dinamik modelde basitleştirme için yapılan düzenlemelerle sistem ileri yol dinamik modeli aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\ddot{\mathbf{a}} = \mathbf{M}^{-1} [-\mathbf{K} \mathbf{a} - \mathbf{C} - \mathbf{G} - \xi - \tau_{f1} - \tau_{f2} + \tau_i] \quad (3.55)$$

Yapılan $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{M}^{-1} (-\mathbf{C} - \mathbf{G} - \xi - \tau_{f2})$ tanımlaması ile model biraz daha kısaltılmış olarak yazılabilir.

$$\ddot{\mathbf{a}} = \boldsymbol{\eta} + \mathbf{M}^{-1} [-\mathbf{K} \mathbf{a} - \tau_{f1} + \tau_i] \quad (3.56)$$

Bu denklem için (3.57) de verilen tanımlamalar yapılabilir.

$$\begin{aligned} n_3 u &= \mathbf{M}^{-1} \tau_i \\ n_4 \omega &= \mathbf{M}^{-1} \tau_{f1} \end{aligned} \quad (3.57)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{N}_1 & 0 \\ \mathbf{N}_2 & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{K}$$

(3.57) tanımlamaları kullanılarak (3.54) denklemi (3.58) sistem çıkış denklemi ile birlikte aşağıdaki gibi verilebilir.

$$y = y_1 = \frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \mathbf{q} + \theta \quad (3.58)$$

Model durum-uzay gösterimi ile aşağıdaki eşitliklerle temsil edilebilir.

$$\dot{y}_1 = \dot{y} = y_2 \quad (3.59)$$

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 = y_3 = \ddot{y} &= \frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \ddot{\mathbf{q}} + \ddot{\theta} = -\frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \mathbf{N}_1 \mathbf{q} + \frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \boldsymbol{\eta}_1 - \mathbf{N}_2 \mathbf{q} + \boldsymbol{\eta}_2 - n_4 \dot{\theta} + n_3 u \\ \dot{y}_2 = y_3 = \ddot{y} &= -\left(\frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \mathbf{N}_1 + \mathbf{N}_2\right) \mathbf{q} + \frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \boldsymbol{\eta}_1 + \boldsymbol{\eta}_2 - n_4 \dot{\theta} + n_3 u \end{aligned} \quad (3.60)$$

Gerekli düzenlemelerle; $\dot{y}_2$ eşitliği kısaca (3.61) de olduğu gibi yazılır.

$$\dot{y}_2 = -\mathbf{P} \mathbf{q} + \mu - K_{bi} \dot{\theta} + K_u u \quad (3.61)$$

Buradaki kısaltma gösterim açıklamaları aşağıdadır.

$$\begin{aligned} \mathbf{P} &= \frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \mathbf{N}_1 + \mathbf{N}_2 \\ K_{bi} &= n_4 \\ \mu &= \frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \boldsymbol{\eta}_1 + \boldsymbol{\eta}_2 \\ K_u &= n_3 \end{aligned} \quad (3.62)$$

(3.59), (3.60) ve (3.61) matris formda düzenlenip, sistem durum-uzay gösterimi (3.63) deki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\mathbf{P} \mathbf{q} - K_{bi} \dot{\theta} + \mu \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_u \end{bmatrix} u \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.63)$$

Basitleştirme için;

$$f = -\mathbf{P}\mathbf{q} + K_{bi} \dot{\theta} + \mu \quad (3.64)$$

tanımı verilebilir.

$$\dot{y}_2 = \ddot{y} = f + K_u u \quad (3.65)$$

Denklemler aşağıda seçilen kayma kiplerine göre EMRK uç konumu ile istenen referans konum arasındaki sapmayı en aza indirecek şekilde yani $y^r = \theta^r$ olması kontrol amacına göre türetilmiştir. Bu kontrol amacı yapısal esneklikleri de (q_1 ve q_2) sıfırlayacak kontrol sistemi tasarımı amacıdır. Seçilen kayma yüzeyi (3.66) da verilmiştir. Bu ifade uç-konum, θ^r istenen konum arasındaki sapmanın en aza indirilmesi amacını tanımlar. Kayma yüzeyinin ($\sigma_1 = 0$) olması yani kontrol kuralının amaca uygunluğu ise *Lyapunov teorisine* göre araştırılır.

$$\sigma_1 = \theta^r - y \quad (3.66)$$

Bu inceleme pozitif belirli bir fonksiyonun (3.67) de verilen fonksiyon gibi seçilmesini gerektirir.

$$V_1 = \frac{1}{2} \sigma_1^2 \quad (3.67)$$

Seçilen Lyapunov fonksiyonun Lyapunov teorisine göre türevinin negatifliğinin garanti edilmesi gereklidir.

$$\dot{V}_1 = \dot{\sigma}_1 \sigma_1 \leq 0 \quad (3.68)$$

Bu amaçla (3.69) seçilmiştir.

$$\dot{V}_1 = -D_1 \sigma_1^2 \quad (3.69)$$

(3.68) ve (3.69) birleştirildiğinde aşağıdaki sonuç elde edilir.

$$\sigma_2 = \dot{\sigma}_1 + D_1 \sigma_1 \quad (3.70)$$

Buradan elde edilen ikinci kayma yüzeyi, σ_2 sifra yakınsaması;

$$\sigma_2 = \dot{\sigma}_1 + D_1 \sigma_1 = 0 \quad (3.71)$$

aşağıdaki Lyapunov fonksiyonunun sağlanması ile olur.

$$V_2 = \frac{1}{2} \sigma_2^2 \quad (3.72)$$

Sonuç olarak,

$$\dot{V}_2 = \dot{\sigma}_2 \sigma_2 \leq 0 \quad (3.73)$$

Negatif belirlilik seçilen (3.74) ile garanti edilebilir.

$$\dot{V}_2 = -D_2 \sigma_2^2 \quad (3.74)$$

(3.74) ile elde edilen (3.75) denkleminin sıfır olmasına yönlendirilmiş olur.

$$\dot{\sigma}_2 + D_2 \sigma_2 = 0 \quad (3.75)$$

Uygun eşdeğer kontrol ifadesinin belirlenmesi ile yani uygun kontrol işareti girişi ile $\dot{\sigma}_2 = 0$ ve buna bağlı olarak $\sigma_2 = 0$ olur. Bu durumun gerçekleşmesi ile (3.71) eşitliğinden doğal olarak (3.76) oluşur.

$$\dot{\sigma}_1 + D_1 \sigma_1 = 0 \quad (3.76)$$

Bu eşitlik ve uygun kontrol kuralının uygulanması ile $\sigma_1 \rightarrow 0$ olması garanti edilir.

$$\sigma_1 = \theta^r - y$$

$$\sigma_2 = \dot{\sigma}_1 \quad (3.77)$$

$$\sigma_2 \rightarrow 0$$

Bu ifadeler göz önüne alınıp aşağıdaki eşitlik yazılır.

$$\dot{\sigma}_2 = \ddot{\sigma}_1 = \ddot{\theta}^r - \ddot{y} \quad (3.78)$$

Sistem denklemleri (3.63),(3.64) ve(3.65) ile (3.78) ilişkilendirilebilir.

$$\dot{\sigma}_2 = \ddot{\theta}^r - \ddot{y} = \ddot{\theta}^r - \dot{y}_2 = \ddot{\theta}^r - f - K_u u \quad (3.79)$$

Eşdeğer kontrol olarak bilinen $u=u_{eş}$ kontrol işareti ile $\dot{\sigma}_2 \rightarrow 0$ olması sağlanır.

$$\dot{\sigma}_2 = K_u (u_{eş} - u) \quad (3.80)$$

Lyapunov türevleri de kullanılarak,

$$\dot{V}_2 = \dot{\sigma}_2 \sigma_2 \leq 0 \quad (3.81)$$

$$\dot{V}_2 = -D_2 \sigma_2^2 \quad (3.82)$$

(3.75) ve (3.80) eşitliklerinin birleştirilmesi ile aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$K_u (u_{eş} - u) + D_2 \sigma_2 = 0 \quad (3.83)$$

Elde edilen denklemler (3.80) ve (3.83) ayrıştırılırsa;

$$\frac{\sigma_2(k) - \sigma_2(k-1)}{T} = K_u [u_{eş}(k-1) - u(k-1)] \quad (3.84)$$

$$K_u [u_{eş}(k) - u(k)] + D_2 \sigma_2(k) = 0 \quad (3.85)$$

Eşdeğer kontrol işaretinin bir periyot da değişmeyeceği ve ortalama kontrol işareti olacağı kabul edilebilir.

$$u_{eş}(k) \cong u_{eş}(k-1) \quad (3.86)$$

Kontrol algoritması (3.84) ve (3.85) birleştirilerek aşağıdaki şekilde bulunur.

$$u(k) = u(k-1) + \frac{(1 + D_2 T) \sigma_2(k) - \sigma_2(k-1)}{K_u T} \quad (3.87)$$

3.5.5 3-YDKKK Yöntemi İle EMRK Hareket Kontrolu

Bu bölümde YDKKK yöntemi kullanılarak EMRK sisteminin hareket kontrolu amaçlı kontrol sistem tasarımı ele alınmıştır. EMRK sisteminin göreceli olarak derecesi, $r=2$ dir. Sistemin sürülmesi için kullanılan tahrik motorunun doğrudan tahrikli bir motor olması nedeniyle motor dinamiklerinin de sistem modelinde kullanılması özellikle hassas konum kontrolu hedeflendiğinde kontrolör tasarımında motor dinamiklerinin de hesaplamalarda yer almasının kontrol performansını artıracağı değerlendirilmektedir. Bu amaçla sistem $r=3$ göreceli derecesine sahip olacaktır ve buna göre yöntem kullanılarak kontrol algoritması türetilecektir.

YDKKK yöntemi ile 3 ncü dereceden bir KKK (3-YDKKK) tasarımının yapılabilmesi için (2.3), (2.4), (2.5) ve (2.6) ile verilen sistem denklemleri durum-uzay modelde yeniden düzenlenir. Hesaplamalarda basitlik olması açısından, kontrol işareti için (2.7) röle fonksiyonu yerine kontrol işareti ve stator gerilimi arasındaki ilişki doğrusal fonksiyon olan $v_q = K(i_q^r - i_q)$ eşitliği göz önüne alındı. Buna ilaveten çıkış açısal momenti için aşağıdaki düzenleme yapıldı.

$$\begin{aligned} \tau &= k_m i_q + \sum_{n=1}^{\infty} (K_{cn} \cos np\theta + K_{sn} \sin np\theta) i_q + \sum_{j=1}^{\infty} (K_{cj\mu} \cos j\mu\theta + K_{sj\mu} \sin j\mu\theta) + L_\theta i_d i_q \\ \tau &= k_m i_q + \tau_h \end{aligned} \quad (3.88)$$

Burada, τ_h ; açısal moment harmonikleri için kullanılmıştır. Bu basitleştirmelerden sonra sistem denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{M}_1 & \mathbf{M}_2 \\ \mathbf{M}_2^T & m_{33} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}} \underbrace{\begin{bmatrix} \ddot{\mathbf{q}} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix}}_{\ddot{\mathbf{a}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{q} \\ \theta \end{bmatrix}}_{\mathbf{a}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 \\ c_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \\ g_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ m_{33}(q_1, q_2)\ddot{\theta} \end{bmatrix}}_{\xi} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ B_m \dot{\theta} \end{bmatrix}}_{\tau_{f1}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ T_c \text{sign}(\dot{\theta}) + \tau_h \end{bmatrix}}_{\tau_{f2}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ k_m i_q \end{bmatrix}}_{\tau_i} \quad (3.89)$$

Dinamik modelde basitleştirme için yapılan düzenlemelerle sistem ileri yol dinamik modeli aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\ddot{\mathbf{a}} = \mathbf{M}^{-1} [-\mathbf{K} \mathbf{a} - \mathbf{C} - \mathbf{G} - \xi - \tau_{f1} - \tau_{f2} + \tau_i] \quad (3.90)$$

Yapılan $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{M}^{-1} (-\mathbf{C} - \mathbf{G} - \xi - \tau_{f2})$ tanımlaması ile model biraz daha kısaltılmış olarak yazılabilir.

$$\ddot{\mathbf{a}} = \boldsymbol{\eta} + \mathbf{M}^{-1} [-\mathbf{K} \mathbf{a} - \boldsymbol{\tau}_{f1} + \boldsymbol{\tau}_i] \quad (3.91)$$

Bu denklem için aşağıda verilen tanımlamalar yapılabilir.

$$\begin{aligned} n_3 i_q &= \mathbf{M}^{-1} \boldsymbol{\tau}_i \\ n_4 \omega &= \mathbf{M}^{-1} \boldsymbol{\tau}_{f1} \end{aligned} \quad (3.92)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{N}_1 & 0 \\ \mathbf{N}_2 & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{K}$$

Bu tanımlamaları kullanarak, sistem hareket denklemi ve motor akımı dinamikleri sırasıyla (3.93) ve (3.94) olduğu gibi verilebilir.

$$\begin{bmatrix} \ddot{\mathbf{q}} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{N}_1 & 0 \\ \mathbf{N}_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{q} \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta}_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ n_3 i_q - n_4 \omega \end{bmatrix} \quad (3.93)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R+K}{L_q} i_q - \frac{pL_d}{L_q} i_d \dot{\theta} - \frac{\left[k_b + \sum_{n=1}^{\infty} (K_{cqn} \cos np\theta + K_{sqn} \sin np\theta) \right] \dot{\theta}}{L_q} + \frac{1}{L_q} K i_q^r \\ &= -\frac{R+K}{L_q} i_q - \underbrace{\frac{pL_d}{L_q} i_d \dot{\theta}}_{\eta_i} - \frac{k_b + k_h}{L_q} \dot{\theta} + \frac{1}{L_q} K i_q^r \end{aligned} \quad (3.94)$$

Bu denklemlerde;

k_h : gerilim harmonikleri, η_i : doğrusal olmayan akım dinamikleri

gösterilmiştir. (3.92) tanımlamaları kullanılarak, durum-uzay gösterimi sistem çıkış denklemi ile birlikte aşağıdaki gibi verilebilir.

$$y = y_1 = \frac{\mathbf{M}_2^T}{m_{33}} \mathbf{q} + \theta \quad (3.95)$$

$$\dot{y}_1 = y_2$$

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 = \dot{y}_3 = \ddot{y} &= \frac{M_2^T}{m_{33}} \ddot{q} + \ddot{\theta} = -\frac{M_2^T}{m_{33}} N_1 q + \frac{M_2^T}{m_{33}} \eta_1 - N_2 q + \eta_2 - n_4 \dot{\theta} + n_3 \dot{i}_q \\ \dot{y}_2 = \dot{y}_3 &= -\left(\frac{M_2^T}{m_{33}} N_1 + N_2\right) q + \frac{M_2^T}{m_{33}} \eta_1 + \eta_2 - n_4 \dot{\theta} + n_3 \dot{i}_q \end{aligned} \quad (3.96)$$

$$\begin{aligned} \dot{y}_3 = \ddot{y} &= -\left(\frac{M_2^T}{m_{33}} N_1 + N_2\right) \dot{q} + \frac{M_2^T}{m_{33}} \dot{\eta}_1 + \dot{\eta}_2 - n_4 \ddot{\theta} + n_3 \frac{d}{dt} \dot{i}_q \\ \dot{y}_3 &= -\left(\frac{M_2^T}{m_{33}} N_1 + N_2\right) \dot{q} + \frac{M_2^T}{m_{33}} \dot{\eta}_1 + \dot{\eta}_2 - n_4 \ddot{\theta} + n_3 \left(-\frac{R+K}{L_q} \dot{i}_q - \frac{pL_d}{L_q} \dot{i}_d \dot{\theta} - \frac{k_b + k_h}{L_q} \dot{\theta} + \frac{1}{L_q} K \dot{i}_q^r\right) \end{aligned}$$

Gerekli düzenlemelerle ; $\dot{y}_3$ eşitliği kısaca (3.97) de olduğu gibi yazılır.

$$\dot{y}_3 = -P_1 \dot{q} + P_2 q + K_{bi} \dot{\theta} + \mu - K_i \dot{i}_q + K_u \dot{i}_q^r \quad (3.97)$$

Buradaki kısaltma gösterim açıklamaları aşağıdadır.

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{M_2^T}{m_{33}} N_1 + N_2 \\ P_2 &= n_4 N_2 \\ K_{bi} &= n_4^2 + n_3 \frac{pL_d}{L_q} \dot{i}_d + n_3 \frac{k_b + k_h}{L_q} \\ \mu &= \frac{M_2^T}{m_{33}} \dot{\eta}_1 + \dot{\eta}_2 - n_4 \eta_2 \\ K_i &= n_4 n_3 + n_3 \frac{R+K}{L_q} \\ K_u &= n_3 \frac{K}{L_q} \end{aligned} \quad (3.98)$$

(3.96), (3.97) matris formda düzenlenip sistem durum-uzay gösterimi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \\ \dot{y}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -P_1\dot{q} + P_2q + K_{bt}\dot{\theta} + \mu - K_t i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ K_u \end{bmatrix} i_q^r \quad (3.99)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix}$$

Basitleştirme için;

$$f = -P_1\dot{q} + P_2q + K_{bt}\dot{\theta} + \mu - K_t i_q \quad (3.100)$$

tanımı verilebilir.

$$\dot{y}_3 = \ddot{y} = f + K_u i_q^r \quad (3.101)$$

3.5.5.1 Süreksiz Kontrol İşaretli 3-YDKKK

Denklemler aşağıda seçilen kayma kiplerine göre EMRK uç konumu ile istenen referans konum arasındaki sapmayı en aza indirecek şekilde yani $y^r = \theta^r$ olması kontrol amacına göre türetilmiştir. Bu kontrol amacı yapısal esneklikleri (q_1 ve q_2) sıfırlayacak kontrol sistemi tasarımı amaçlıdır. Seçilen kayma yüzeyleri (3.102) de verilmiştir. Bu ifade uç-konum, θ^r istenen konum arasındaki sapmanın en aza indirilmesi amacını tanımlar.

$$s = e = y - \theta^r; \quad \dot{s} = \dot{e} = \dot{y} - \dot{\theta}^r; \quad (3.102)$$

$$\ddot{s} = \ddot{e} = \ddot{y} - \ddot{\theta}^r = y_3 - \ddot{\theta}^r$$

Kayma kipi ifadesinin kontrol işareti elde edilinceye kadar türevi alınır. Buna göre aşağıdaki üçüncü dereceden kayma yüzeyi eşitliği elde edilir.

$$\ddot{s} = \dot{y}_3 - \ddot{\theta}^r = f + K_u i_q^r - \ddot{\theta}^r \quad (3.103)$$

Daha sonra sistemin aşağıdaki ilişkiyi sağlaması için bir 3-YDKKK algoritması türetilir.

$$s = \dot{s} = \ddot{s} = 0 \quad (3.104)$$

ve

$$\ddot{s} \leq -A \operatorname{sign}(\dot{s}) \quad (3.105)$$

Kontrolör parametrelerinin bulunması için, sistem parametrelerinin ve değişkenlerinin sınırlamaları kullanılır.

$$\begin{aligned} dF_{\min} < |\dot{f}| < dF_{\max} \\ F_{\min} < |f| < F_{\max} \end{aligned} \quad (3.106)$$

$$K_{u \min} < |K_u| < K_{u \max}$$

Eşitsizlik koşulları (3.106) da verilen durumlara göre, A aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$A \geq \frac{dF_{\max}}{K_{u \min}} + \ddot{\omega}^r \quad (3.107)$$

(3.107) nin sağlanması için [85] de verilen eşitsizlikler kullanılmıştır.

$$\ddot{s} \leq -\gamma_2 \left[2 \left(s^2 + |\dot{s}|^3 \right) \right]^{\frac{1}{6}} \operatorname{sign}(\dot{s}) \text{ ve } \dot{s} \leq -\gamma_1 |s|^{\frac{2}{3}} \operatorname{sign}(s) \quad (3.108)$$

γ_1 ve γ_2 sistem denklemleri ve referans yörüngeye göre belirlenirler [85]. Buna göre sistem denklemleri ve referans yörünge kullanılarak,

$$\gamma_1 \geq |\dot{\theta}^r| / |\theta^r|^{\frac{2}{3}} \text{ ve } \gamma_2 \geq |F_{\max} + K_{u \max} i_{q \max}| / \left[2 \left((\theta^r)^2 + |\dot{\theta}^r|^3 \right) \right]^{\frac{1}{6}} \quad (3.109)$$

3-YDKKK kuralı aşağıdaki gibi türetilir.

$$u = v = -A \left[\ddot{s} + 2\gamma_2 \left(|\dot{s}|^3 + s^2 \right)^{\frac{1}{6}} \right] \gamma_1 \text{sign} \left(\dot{s} + |s|^{\frac{2}{3}} \text{sign}(s) \right) \quad (3.110)$$

3.5.5.2 Sürekli Kontrol İşaretli 3-YDKKK

Bu bölümde, bu tez çalışmasında ETRM kontrolü için uygulanan sürekli kontrol işaretli 3-YDKKK yöntemi için, denklemler aşağıda seçilen kayma kiplerine göre EMRK uç konumu ile istenen referans konum arasındaki sapmayı en aza indirecek şekilde yani $y^r = \theta^r$ olması kontrol amacına göre türetilmiştir. Bu kontrol amacı yapısal esneklikleri (q_1 ve q_2) sıfırlayacak kontrol sistemi tasarımı amacıdır. Seçilen kayma yüzeyi (3.111) de verilmiştir. Bu ifade uç-konum, θ^r istenen konum arasındaki sapmanın en aza indirilmesi amacını tanımlar. Kayma yüzeyinin ($\sigma_1 = 0$) olması yani kontrol kuralının amaca uygunluğu ise Lyapunov teorisine göre araştırılır.

$$\sigma_1 = \theta^r - y \quad (3.111)$$

Bu inceleme pozitif belirli bir fonksiyonun (3.112) de verilen fonksiyon gibi seçilmesini gerektirir.

$$V_1 = \frac{1}{2} \sigma_1^2 \quad (3.112)$$

Seçilen Lyapunov fonksiyonun Lyapunov teorisine göre türevinin negatifliğinin garanti edilmesi gereklidir.

$$\dot{V}_1 = \dot{\sigma}_1 \sigma_1 \leq 0 \quad (3.113)$$

Bu amaçla (3.114) seçilmiştir.

$$\dot{V}_1 = -D_1 \sigma_1^2 \quad (3.114)$$

(3.113) ve (3.114) birleştirildiğinde aşağıdaki sonuç elde edilir.

$$\sigma_2 = \dot{\sigma}_1 + D_1 \sigma_1 \quad (3.115)$$

Burada elde edilen ikinci kayma yüzeyi, σ_2 sifıra yakınsaması;

$$\sigma_2 = \dot{\sigma}_1 + D_1 \sigma_1 = 0 \quad (3.116)$$

aşağıdaki Lyapunov fonksiyonunun sağlanması ile olur.

$$V_2 = \frac{1}{2} \sigma_2^2 \quad (3.117)$$

Sonuç olarak,

$$\dot{V}_2 = \dot{\sigma}_2 \sigma_2 \leq 0 \quad (3.118)$$

Negatif belirlilik seçilen (3.119) ile garanti edilebilir.

$$\dot{V}_2 = -D_2 \sigma_2^2 \quad (3.119)$$

(3.118) ve (3.119) dan aşağıdaki üçüncü kayma yüzeyi eşitliği elde edilir.

$$\sigma_3 = \dot{\sigma}_2 + D_2 \sigma_2 \quad (3.120)$$

Bunların sonucunda $\sigma_3 = 0$ olması için, aşağıdaki Lyapunov fonksiyonu seçilir.

$$V_3 = \frac{1}{2} \sigma_3^2 \quad (3.121)$$

(3.121) in negatif belirliliği için,

$$\dot{V}_3 = \dot{\sigma}_3 \sigma_3 \leq 0 \quad (3.122)$$

aşağıdaki eşitlik seçilir.

$$\dot{V}_3 = -D_3 \sigma_3^2 \quad (3.123)$$

(3.123) aşağıdaki gibi sıfıra eşitlenir.

$$\dot{\sigma}_3 + D_3 \sigma_3 = 0 \quad (3.124)$$

Eşdeğer kontrol kuralı ile uygun kontrol ifadesinin bulunması $\dot{\sigma}_3 = 0$ ve $\sigma_3 = 0$ olmasını sağlar. Bu şartların sağlanması ile (3.120) den, (3.125) eşitliğine ulaşılır.

$$\dot{\sigma}_2 + D_2 \sigma_2 = 0 \quad (3.125)$$

(3.125) eşitliği $\sigma_2 \rightarrow 0$ olmasını garanti eder.

$$\sigma_2 \rightarrow 0 \quad (3.126)$$

Olması ile (3.116) denklemini sıfıra eşitlenir.

$$\dot{\sigma}_1 + D_1 \sigma_1 = 0 \quad (3.127)$$

Uygun kontrol kuralı ile;

$$\sigma_1 \rightarrow 0 \quad (3.128)$$

olması sağlanmış olur. (3.128) eşitliğinin geręekleřmesi (3.116) ve (3.120) eşitliklerinin sağlanması bir sonucu olarak görülür.

$$\sigma_2 = \dot{\sigma}_1 \quad (3.129)$$

ve

$$\sigma_2 \rightarrow 0 \quad (3.130)$$

olmasının yanında aşağıdaki ilişki doğrudan yazılabilir.

$$\sigma_3 = \dot{\sigma}_2 = \ddot{\sigma}_1 = \ddot{\theta}^r - \ddot{y} \quad (3.131)$$

Sistem denklemleri (3.99), (3.100), ve (3.101) ile elde edilen (3.131) birleştirilerek aşağıdaki (3.132) yazılır.;

$$\dot{\sigma}_3 = \ddot{\theta}^r - \ddot{y} = \ddot{w}^r - \dot{y}_3 = \ddot{w}^r - f - K_u i_q^r \quad (3.132)$$

Eşdeğer kontrol olarak bilinen $i_q^r = i_{q_es}^r$ kontrol işareti $\dot{\sigma}_3 \rightarrow 0$ elde edilir.

$$\dot{\sigma}_3 = K_u (i_{q_es}^r - i_q^r) \quad (3.133)$$

Lyapunov türevleri de kullanılarak,

$$\dot{V}_3 = \dot{\sigma}_3 \sigma_3 \leq 0 \quad (3.134)$$

$$\dot{V}_3 = -D_3 \sigma_3^2 \quad (3.135)$$

ve (3.124) ve (3.133) eşitliklerinin birleştirilmesi ile aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$K_u (i_{q_es}^r - i_q^r) + D_3 \sigma_3 = 0 \quad (3.136)$$

(3.133) ve (3.136) ayrıklaştırılır.

$$\frac{\sigma_3(k) - \sigma_3(k-1)}{T} = K_u [i_{q_es}^r(k-1) - i_q^r(k-1)] \quad (3.137)$$

$$K_u [i_{q_es}^r(k) - i_q^r(k)] + D_3 \sigma_3(k) = 0 \quad (3.138)$$

Eşdeğer kontrol işaretinin bir periyot da değişmeyeceği ve ortalama kontrol işareti olacağı kabulü

$$i_{q_es}^r(k) \cong i_{q_es}^r(k-1) \quad (3.139)$$

(3.137) ve (3.138) eşitliklerinin birleştirilerek aşağıdaki 3-YDKKK yöntemi ile elde edilen sürekli işaretli kontrol işareti ifadesi oluşturulur.

$$i_q^r(k) = i_q^r(k-1) + \frac{(1 + D_3 T) \sigma_3(k) - \sigma_3(k-1)}{K_u T} \quad (3.140)$$

3.6 PENDUBOT Kontrolü

Pendubotun kararsız denge noktalarında konum kontrolüne ilişkin yapılan çalışmalar ve simülasyon sonuçları bu bölümde verilmiştir. Pendubot sisteminin, iki eklemlili tam tahrikli bir robot manipülatöründen farklı olarak birinci ekleminde tahrik ünitesi bulunmaktadır. Bir başka deyişle, sistem eklemlerinden sadece birincisine, kontrol işareti uygulanabilmektedir. Pendubot bir insan koluna benzetilecek olursa, tahrik elemanı omuzda yer alırken, tahriksiz serbestlik derecesi dirsektir. Buradan da anlaşılacağı üzere, ikinci mafsalsal, birinci mafsalsal etrafında serbestçe hareket edebilir.

Bunlardan kontrolü en zor olan denge noktası üçüncü denge noktasıdır. Kontrol amacı olarak da bu denge noktası ile ikinci denge noktası bu çalışmalarda ele alınacaktır. Pendubot dinamiğinde ikinci dereceden integre edilemeyen ikinci dereceden diferansiyel sınırlamalar (nonholonomic) bulunan bir sistemdir. Pendubotun istenen kararsız denge noktalarında kontrol edilebilmesi için iki aşamalı olarak kontrol algoritmaları oluşturabilir. İstenen kararsız denge noktası civarına sistemin getirilmesi yaklaşımı yani salınım kontrolü (swing up) ve bu nokta civarında sistemin kararsız denge noktasında tutulması ise denge (balance) kontrolü olarak ele alınmaktadır.

Salınım (swing up) kontrolü için kısmi geribesleme doğrusallaştırma yaklaşımı iyi bir yöntem olarak değerlendirilmektedir. Denge (balance) kontrolü için ise PD veya Kayma kipli kontrol yaklaşımları bu çalışma boyunca ele alınmıştır.

Tablo 3.1 : Pendubot Denge Noktaları

<i>Denge Noktası</i>	<i>q₁</i>	<i>q₂</i>
Denge noktası-I	$-\pi/2$	0
Denge noktası-II	$-\pi/2$	π
Denge noktası-III	$\pi/2$	0
Denge noktası-IV	$\pi/2$	π

3.6.1 KGDK Yöntemi İle Denge Kontrolü

Pendubot sisteminin, iki eklemlili tam tahrikli bir robot manipulatöründen farklı olarak birinci ekleminde tahrik ünitesi bulunmaktadır. Bir başka deyişle, sistem eklemlerinden sadece birincisine, kontrol işareti uygulanabilmektedir. Pendubot bir insan koluna benzetilecek olursa, tahrik elemanı omuzda yer alırken, tahriksiz serbestlik derecesi dirsektir. Buradan da anlaşılacağı üzere, ikinci mafsalsal, birinci mafsalsal etrafında serbestçe hareket edebilir. Pendubot olarak isimlendirilen eksik tahrikli manipulatörün kararsız denge noktasında kontrolü için PD ilave kontrolörlü ve aktif değişkene göre kısmi geribesleme doğrusallaştırma yöntemi ile kararsız denge noktasında kontrolü kısmi geribesleme doğrusallaştırma kontrol yöntemi ile sistemin dinamik denklemleri kullanılarak uygulanmıştır. Aktif değişkene göre yapılan bu kısmi doğrusallaştırma yöntemi matematiksel türetimi aşağıda verilmiştir.

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \begin{bmatrix} \tau \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.141)$$

Sistemin dinamik denklemi (3.141) ile verilmiştir. Bu ifade açık olarak (3.142) ve (3.143) ifadeleri ile yeniden aşağıda verildiği gibi yazılabilir.

$$m_{11}\ddot{q}_1 + m_{12}\ddot{q}_2 + c_1(q_1, \dot{q}_1, q_2, \dot{q}_2) + g_1(q_1, q_2) = \tau \quad (3.142)$$

$$m_{12}\ddot{q}_1 + m_{22}\ddot{q}_2 + c_2(q_1, \dot{q}_1, q_2, \dot{q}_2) + g_2(q_1, q_2) = 0 \quad (3.143)$$

Sistem dinamik denkleminde verilen m_{ij} parametreleri olan kütle ifadeleri, merkezkaç, Coriolis ve yer çekimi ivme ifadeleri (2.45) de verilmiştir. Kısmi geribesleme doğrusallaştırma yöntemi ile elde edilen kontrolör ifadesi doğrudan yazılabilir.

$$\tau = \bar{m}v_1 + \bar{c} + \bar{g} \quad (3.144)$$

Burada v_1 ilave kontrol işaretidir. (3.142) ve (3.143) ile tanımlanan sistem, geribeslemeli eşdeğeri yeniden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$m_{22} \ddot{q}_2 + c_2 + g_2 = -m_{12} v_1 \quad (3.145)$$

$$\ddot{q}_1 = v_1 \quad y_1 = q_1 \quad (3.146)$$

v_1 giriş işaretinden y_1 çıkışına kadar sistem ikinci dereceden doğrusal bir sisteme dönüşür. Genelleştirecek olursak; bu yöntem ile uygun doğrusal olmayan kontrol,

$[\tau = \alpha(q_1, \dot{q}_1, q_2, \dot{q}_2) + \beta(q_1, q_2)u]$ formunda elde edilmesi sistem dinamik denklemlerini kısmi olarak (3.145) ve (3.146) da yazıldığı gibi doğrusallaştırır. Pendubot kararsız denge noktasında yani Şekil 2.3 e göre; $q=[\pi/2;0]$ noktasında kontrolünü sağlamak için; (3.144) ile elde edilen kısmi geribesleme doğrusallaştırma kontrolörü sistemin salınım kontrolünü sağlar. Bu kontrolör içinde yer alan ilave kontrolör aşağıdaki gibi PD tipinde verilebilir.

$$y_1^r = q_1^r(t) \Rightarrow v_1 = \ddot{q}_1^r - k_{d1}(\dot{q}_1 - \dot{q}_1^d) - k_{p1}(q_1 - q_1^d) \quad (3.147)$$

Buraya kadar pendubot için kısmi geribesleme doğrusallaştırma kontrol yöntemi ile elde edilenler durum denklemleri ile yazılırsa; yeni durum değişkenleri z ve η olsun.

$$\dot{z} = Az$$

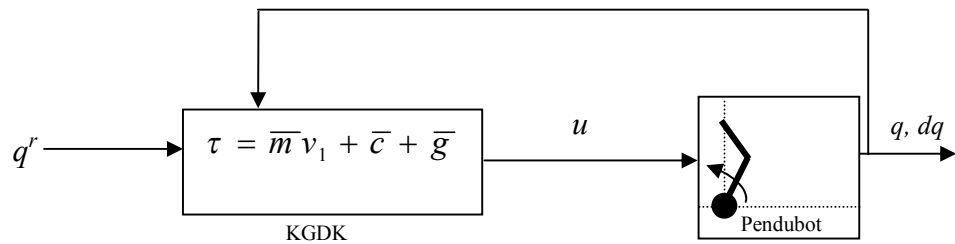
$$\dot{\eta} = W(z, \eta, t)$$

$$\bar{y}_1 = Cz$$

$$(3.148)$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 - q_1^r \\ \dot{q}_1 - \dot{q}_1^r \end{bmatrix}; \quad \eta = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 \\ \dot{q}_1 \end{bmatrix}; \quad \bar{y}_2 = q_1 - q_1^r$$

ilave kontrol ifadesi ile pendubotun kararsız denge noktasında kontrolü sağlanır. Elde edilen kontrol sistemi Şekil 3.3 deki blok diyagramda verilmiştir.



Şekil 3.3 : Pendubot için KGDK blok diyagramı

3.6.2 3-YDKKK Yöntemi İle Pendubot Kararsız Denge Noktası Kontrolü

Pendubot birinci ekleminde tahrik ünitesi bulunan iki eklemli bir robot manipulatörüdür. Tahrik ünitesi olarak doğrudan tahrikli bir motorun eklemde yer aldığı bir sistem için motor dinamiklerinin de kontrol sistemi tasarımı sırasında kullanılması kontrol performansını artıracaktır. Böylelikle göreceli sistem derecesi , $r=2$ den motor dinamiklerinin de ilave edilmesi ile $r=3$ e çıkacaktır. Buna göre 3-YDKKK yöntemi ile pendubotun kararsız denge noktası kontrolü tasarımı bu ayrıtta ele alınmıştır. Doğrudan tahrikli motor açısai momentı (3.88) de verildiği gibi bu incelemede de kullanılacaktır. (3.141) ile pendubot dinamik denklemi matrisel biçimde daha açık olarak aşağıda verilmiştir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}} \underbrace{\begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix}}_{\ddot{\mathbf{q}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} + \underbrace{\begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_m \dot{\theta} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\tau_{f1}} + \underbrace{\begin{bmatrix} T_c \text{sign}(\dot{\theta}) + \tau_h \\ 0 \end{bmatrix}}_{\tau_{f2}} = \underbrace{\begin{bmatrix} k_m i_q \\ 0 \end{bmatrix}}_{\tau_1} \quad (3.149)$$

Denklemlerde bulunan θ motor açısai konumu ve aynı zamanda q_1 değişkenine karşılık gelmektedir. Dinamik modelde basitleştirme için yapılan düzenlemelerle sistem ileri yol dinamik modeli aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\ddot{\mathbf{q}} = \mathbf{M}^{-1} [-\mathbf{C} - \mathbf{G} - \tau_{f1} - \tau_{f2} + \tau_1] \quad (3.150)$$

Yapılan $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{M}^{-1} (-\mathbf{C} - \mathbf{G} - \tau_{f2})$ tanımlaması ile model biraz daha kısaltılmış olarak yazılabilir.

$$\ddot{\mathbf{q}} = \boldsymbol{\eta} + \mathbf{M}^{-1} [-\tau_{f1} + \tau_1] \quad (3.151)$$

Bu denklem için aşağıda verilen tanımlamalar yapılabilir.

$$n_3 i_q = \mathbf{M}^{-1} \tau_i \quad (3.152)$$

$$n_4 \omega = \mathbf{M}^{-1} \tau_{f1}$$

Bu tanımlamaları kullanarak, motor akımı dinamikleri (3.94) olduğu gibi kullanılarak sistem hareket denklemi aşağıdaki matrisel denklemle verilebilir.

$$\begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_3 i_q - n_4 \omega \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.153)$$

$$y = y_1 = q_1 + q_2 \quad (3.154)$$

$$\dot{y}_1 = y_2$$

$$\dot{y}_2 = \dot{y}_3 = \ddot{y} = \ddot{q}_1 + \ddot{q}_2 = \eta_1 + \eta_2 - n_4 \omega + n_3 i_q$$

$$\begin{aligned} \dot{y}_3 = \ddot{y} &= \dot{\eta}_1 + \dot{\eta}_2 - n_4 \dot{\omega} + n_3 \frac{d}{dt} i_q \\ \dot{y}_3 &= \dot{\eta}_1 + \dot{\eta}_2 - n_4 \dot{\omega} + n_3 \left(-\frac{R+K}{L_q} i_q - \underbrace{\frac{pL_d}{L_q} i_d \omega}_{n_i} - \frac{k_b + k_h}{L_q} \dot{\theta} + \frac{1}{L_q} K i_q^r \right) \end{aligned} \quad (3.155)$$

k_h : gerilim harmonikleri, η_i : doğrusal olmayan akım dinamikleri

$$\dot{\omega} = \ddot{q}_1 = \eta_1 - n_4 \omega + n_3 i_q$$

$$\dot{y}_3 = \underbrace{\dot{\eta}_1 + \dot{\eta}_2 - n_4 \eta_1 - n_3 n_i}_{\mu} + \underbrace{(n_4 n_3 - n_3 \frac{R+K}{L_q}) i_q}_{K_i} - \underbrace{(n_4^2 + n_3 \frac{k_b + k_h}{L_q}) \omega}_{K_{bi}} + \underbrace{n_3 \frac{1}{L_q} K i_q^r}_{K_u} \quad (3.156)$$

Gerekli düzenlemelerle ; $\dot{y}_3$ eşitliği kısaca aşağıda olduğu gibi yazılır.

$$\dot{y}_3 = \mu + K_i i_q - K_{bi} \omega + K_u i_q^r \quad (3.157)$$

(3.156) ve (3.157) matris formda düzenlenip sistem durum-uzay gösterimi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \\ \dot{y}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \mu - K_{bi}\omega + K_i i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ K_u \end{bmatrix} i_q^r \quad (3.158)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix}$$

Basitleştirme için;

$$f = \mu + K_i i_q - K_{bi} \omega \quad (3.159)$$

tanımı verilebilir.

$$\dot{y}_3 = \ddot{y} = f + K_u i_q^r \quad (3.160)$$

3-YDKKK yöntemi için, denklemler aşağıda seçilen kayma kiplerine göre pendubot kararsız denge noktasında ($q_1=\pi/2; q_2=0$) kontrolu amacına göre türetilmiştir.

$$y^r = \begin{bmatrix} q_1^r \\ q_2^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi}{2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.161)$$

Seçilen kayma yüzeyi (3.162) de verilmiştir

$$\sigma_1 = C_1(q_1^r - q_1) + C_2(q_2^r - q_2) \quad (3.162)$$

ETRM kontrolü için uygulanan sürekli kontrol işaretli 3-YDKKK yöntemi ile denklemler seçilen kayma yüzeylerine göre pendubot kararsız denge noktasında dengede durduracak şekilde, $y=\theta^r=y^r$ kontrol amacına göre türetilmiştir. (3.162) denkleminde $C_1=C_2=I$ alınıp, kayma yüzeyinin, $\sigma_1=0$ olması yani kontrol kuralının amaca uygunluğu ise *Lyapunov* teorisine göre araştırılır. Bu inceleme pozitif belirli bir fonksiyonun (3.163) de verilen fonksiyon gibi seçilmesini gerektirir.

$$V_1 = \frac{1}{2} \sigma_1^2 \quad (3.163)$$

Seçilen Lyapunov fonksiyonun Lyapunov teorisine göre türevinin negatifliğinin garanti edilmesi gereklidir.

$$\dot{V}_1 = \dot{\sigma}_1 \sigma_1 \leq 0 \quad (3.164)$$

Lyapunov fonksiyonun türevinin negatifliğinin sağlanabilmesi için aşağıdaki eşitlik seçilmiştir.

$$\dot{V}_1 = -D_1 \sigma_1^2 \quad (3.165)$$

(3.164) ve (3.165) birleştirildiğinde aşağıdaki sonuç elde edilir.

$$\sigma_2 = \dot{\sigma}_1 + D_1 \sigma_1 \quad (3.166)$$

Burada elde edilen ikinci kayma yüzeyi, σ_2 sifıra yakınsaması;

$$\sigma_2 = \dot{\sigma}_1 + D_1 \sigma_1 = 0 \quad (3.167)$$

aşağıdaki Lyapunov fonksiyonunun sağlanması ile olur.

$$V_2 = \frac{1}{2} \sigma_2^2 \quad (3.168)$$

Sonuç olarak,

$$\dot{V}_2 = \dot{\sigma}_2 \sigma_2 \leq 0 \quad (3.169)$$

Negatif belirlilik, seçilen (3.170) ile garanti edilebilir.

$$\dot{V}_2 = -D_2 \sigma_2^2 \quad (3.170)$$

(3.169) ve (3.170) dan aşağıdaki üçüncü kayma yüzeyi eşitliği elde edilir.

$$\sigma_3 = \dot{\sigma}_2 + D_2 \sigma_2 \quad (3.171)$$

Bunların sonucunda $\sigma_3 = 0$ olması için, aşağıdaki Lyapunov fonksiyonu seçilir.

$$V_3 = \frac{1}{2} \sigma_3^2 \quad (3.172)$$

(3.173) in negatif belirliliği için,

$$\dot{V}_3 = \dot{\sigma}_3 \sigma_3 \leq 0 \quad (3.173)$$

aşağıdaki eşitlik seçilir.

$$\dot{V}_3 = -D_3 \sigma_3^2 \quad (3.174)$$

(3.173) ve (3.174) düzenlenip sifıra eşitlenir.

$$\dot{\sigma}_3 + D_3 \sigma_3 = 0 \quad (3.175)$$

Eşdeğer kontrol kuralı ile uygun kontrol ifadesinin bulunması $\dot{\sigma}_3 = 0$ ve $\sigma_3 = 0$ olmasını sağlar. Bu şartların sağlanması ile (3.171) den (3.176) eşitliğine ulaşılır.

$$\dot{\sigma}_2 + D_2 \sigma_2 = 0 \quad (3.176)$$

(3.176) eşitliği $\sigma_2 \rightarrow 0$ olmasını garanti eder.

$$\sigma_2 \rightarrow 0 \quad (3.177)$$

İkinci kayma yüzeyinin sifıra yakınsaması ile (3.167) denklemi sifıra eşitlenir.

$$\dot{\sigma}_1 + D_1 \sigma_1 = 0 \quad (3.178)$$

Uygun kontrol kuralı ile birinci kayma yüzeyinin sıfır olması sağlanmış olur.

$$\sigma_1 \rightarrow 0 \quad (3.179)$$

Birinci kayma yüzeyinin sıfır olması ($\sigma=0$) sonucu ikinci ve üçüncü kayma yüzeylerinin de sifıra çeker. Bu yaklaşımla;

$$\sigma_2 = \dot{\sigma}_1 \quad (3.180)$$

ve

$$\sigma_2 \rightarrow 0 \quad (3.181)$$

olmasının yanında aşağıdaki ilişki doğrudan yazılabilir.

$$\sigma_3 = \dot{\sigma}_2 = \ddot{\sigma}_1 = \ddot{\theta}^r - \ddot{y} \quad (3.182)$$

Sistem denklemleri (3.158), (3.159) ve (3.160) ile elde edilen (3.182) birleştirilerek aşağıdaki (3.183) yazılır.;

$$\dot{\sigma}_3 = \ddot{\theta}^r - \ddot{y} = \ddot{w}^r - \dot{y}_3 = \ddot{w}^r - f - K_u i_q^r \quad (3.183)$$

Eşdeğer kontrol olarak bilinen $i_q^r = i_{q_eş}^r$ kontrol işareti $\dot{\sigma}_3 \rightarrow 0$ olması ile elde edilir.

$$\dot{\sigma}_3 = K_u (i_{q_eş}^r - i_q^r) \quad (3.184)$$

Lyapunov türevleri de kullanılarak,

$$\dot{V}_3 = \dot{\sigma}_3 \sigma_3 \leq 0 \quad (3.185)$$

$$\dot{V}_3 = -D_3 \sigma_3^2 \quad (3.186)$$

(3.175) ve (3.184) eşitliklerinin birleştirilmesi ile aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$K_u (i_{q_eş}^r - i_q^r) + D_3 \sigma_3 = 0 \quad (3.187)$$

(3.184) ve (3.187) ayrıklaştırılır.

$$\frac{\sigma_3(k) - \sigma_3(k-1)}{T} = K_u [i_{q_eş}^r(k-1) - i_q^r(k-1)] \quad (3.188)$$

$$K_u [i_{q_eş}^r(k) - i_q^r(k)] + D_3 \sigma_3(k) = 0 \quad (3.189)$$

Eşdeğer kontrol işaretinin bir periyot da değişmeyeceği ve ortalama kontrol işareti olacağı kabulü sonucu (3.190) yazılabilir.

$$i_{q_eş}^r(k) \cong i_{q_eş}^r(k-1) \quad (3.190)$$

(3.188) ve (3.189) eşitliklerinin birleştirilerek aşağıdaki 3-YDKKK yöntemi ile elde edilen sürekli işaretli kontrol işareti ifadesi oluşturulur.

$$i_q^r(k) = i_q^r(k-1) + \frac{(1 + D_3 T) \sigma_3(k) - \sigma_3(k-1)}{K_u T} \quad (3.191)$$

Motor dinamiklerinin de hesaplamalarda kullanılması ile pendubot eksik tahrikli manipülatörün kararsız denge noktası civarında geniş bir yakalama açısına sahip dayanıklı bir kontrol kuralına ulaşılmış olur. Bu algoritmanın Dsim ile yapılan deneysel sonuçları beşinci bölümde verilmiştir.

3.7 Moment Harmonikleri Analizi

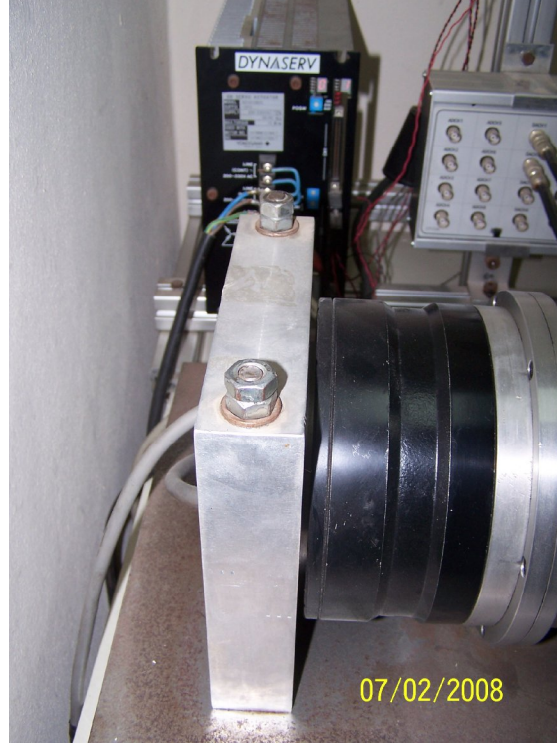
ETRM için ele alınan kontrol yöntemlerinin özellikle tahrik ünitesi olarak doğrudan tahrikli motorlar (DTM) kullanıldığı düşünülürse motor moment harmoniklerinin analizi önem kazanmaktadır. Türetilen kontrolörler Dsim deney düzeneği kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Dsim deney düzeneği iki adet aynı eksenle akuple bağlı DTM içermektedir. DTM sürekli mıknatıslı senkron motordur. Klasik senkron motordan farklı olarak rotoru makine dış çapını oluşturacak şekilde statorun dış yüzeyinde hareket eder (Şekil 3.4). Buna göre DTM bir senkron motor olduğuna göre; motorda üretilen moment aşağıdaki eşitlikle ifade edilir.

$$M = \Psi_s \times i_s \quad (3.192)$$

M =motor momenti; ψ_s =statorda üretilen hava aralığı akısı; i_s =stator akımı olmak üzere moment akı ve motor akımlarından doğrudan etkilenir. Senkron motorlar ani yük değişimlerinden etkilenir ve bu ani yük değişimleri fren etkisi yaparak moment salınımlarına neden olur. Yüke bağlı olarak motor stator gerilimi (U) ve motorda endüklenen gerilim arasındaki yük açısı (δ) değişir [83]. Buna göre; E_m , motorda endüklenen gerilim ve X_d , stator indüktansı olmak üzere motorun çektiği akım aşağıdaki eşitlikde verildiği gibidir.

$$I = j \frac{U - E_m}{X_d} \quad (3.193)$$

Motor yük açısı değiştiğinde senkron devir (n_s) yakalanmak için çekilen akım değişecektir. Buna göre motorda üretilen faz (m) başına döndürme momenti aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.4 : DT motor ve sürücüsü

$$M = \frac{m}{\omega_{geo}} UI \sin \delta$$

(3.194)

$$\omega_{geo} = \frac{2\pi n_s}{60}$$

Yukarıdaki ifadeler özetlenecek olursa DTM moment salınımları ani yük değişimleri ve sonucunda moment salınımlarına neden olur. Moment akı ve akım ilişkisine bağlı olduğundan, motor hava aralığı akısı makine bobin sarımlarındaki simetrik olmayan dağılım, kutuplardaki dişli yapı vb. yapısal faktörlere bağlıdır. Akım doğrudan motor yükü ile ilişkili olduğundan ve DTM yüksek frekanslı anahtarlama darbe genişlik modülasyonlu(DGM) sürücüler vasıtasıyla sürüldüklerinden dolayı DGM periyotları içinde akımdaki anlık bu değişimler motor milinde açısal salınımlara neden olur [84]. Moment salınım genliği DGM anahtarlama frekansı ve senkron frekansın fonksiyonudur. Senkron motor mekanik denkleminde açısal değişimlerin üretilen moment üzerindeki etkisi görülebilir.

$$J\ddot{\theta}_m + B\dot{\theta}_m + T_c = M_m - M_{yük} \quad (3.195)$$

Bu ifade J ; motor eylemsizlik momenti, B ; sürtünme katsayısı ve T_c ; coulomb sürtünmesi olmak üzere, θ_m , motor açısındaki değişimler moment üzerinde salınımlar oluşturur. Hassas konum kontrolünün söz konusu olduğu uygulamalarda bu salınımların olumsuz etkisi şüphesizdir. Motor yük momenti olumsuz etkisinin en kısa sürede motor üzerinden alma işlemi uygun kontrol işaretinin üretilmesi ve bu işarete göre motor sürücülerinin sürülmesi anlamına gelir. Bu nedenle tasarlanan kontrolörlerin motor yada bu çalışmada sistem harmoniklerini bastırmadaki etkinliğinin analizi önem kazanmaktadır. Açısal değişimlerin (3.195) ifadesinden görüldüğü gibi moment salınımlarını oluşturması bunun motor açısal konumunun ikinci türevi yada ivmelenmesinin incelenmesi ile analizi yapılabilir. Sinüsoidal olmayan periyodik işaretlerin analizi için uygun yöntem olan Fourier Analizi ile moment değişimlerinin harmonikleri incelenebilir. Hızlı Fourier Dönüşümü (FFT) analizi ile harmonik genlikleri motor geometrik frekansına bağlı olarak yapılır. Bu amaçla tasarlanan kontrolörler Dsim üzerinde gerçekleştirildikten sonra DTM düzeneğini Açısal Moment Salınım (Torque Ripple) Harmonik Analizi için periyodik olarak sistemin hareketi esnasında alınan açısal konum bilgisine göre yapılır. Bu analizlere ait sonuçlar beşinci bölümde verilmiştir.

4 DONANIMLI SİMÜLATÖR (Dsim)

4.1 Donanımlı Benzetim Tekniği (DBT)

Kontrol algoritmalarının geliştirilmesi çalışmaları genelde bilgisayar ortamında yapılan benzetimlerle gerçekleştirilmektedir. Geliştirilen bir kontrol algoritmasının model ve gerçek sistem arasındaki farklılıklar nedeniyle, gerçek sistem üzerinde denenmesi ve doğrulanması gereği vardır. Kontrol edilen sistemlerin pahalı ve karmaşık yapıda olmaları durumunda bu deneme ve doğrulamaların çeşitli olumsuz sonuçlar doğurma olasılığı her zaman vardır. Bu olumsuzluklar şöyle sıralanabilir.

- Kontrol edilen sistemin fiziksel yapısına zarar verme.
- Sistem eğer bir silah sistemi ise, insana zarar verme.
- Deneme yanılmalarla zaman kaybı,vb.

Bu olumsuzluklar gözönüne alındığında maliyet artırıcı sonuçlar oluşur. Bunları ortadan kaldırmak, daha pratik ve düşük maliyetle, geliştirilen kontrolörlerin performansının denenmesi Donanımlı Benzetim Tekniği (DBT) diğer bir ifade ile dünyada kabul görmüş kısaltması HIL(Hardware In the Loop) benzetimi ile mümkün olmaktadır.

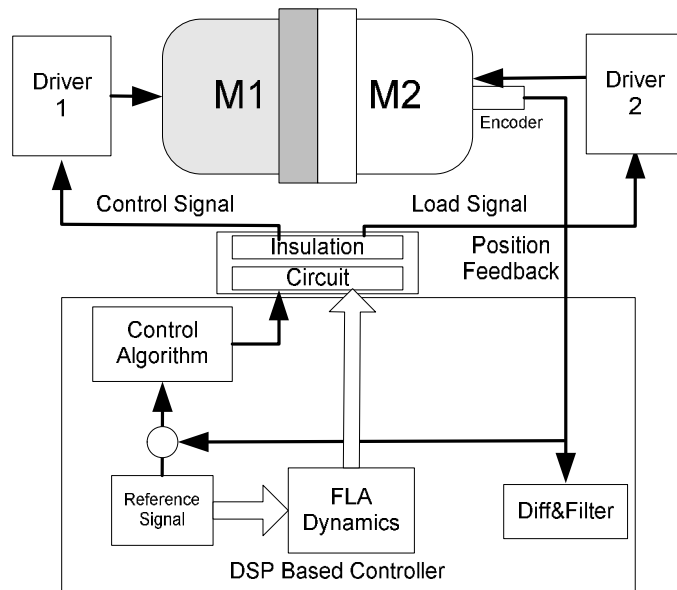
DBT klasik bilgisayar benzetimlerinden farklılıklar göstermektedir. Donanımlı Simülatör (Dsim); temel olarak gerçek sistem içinde bulunan önemli donanımları, yüksek işlem hızına sahip mikrokontrolör ve modelleme, test, tasarım kabiliyetine sahip yazılımın çalıştırılacağı bir bilgisayar içermektedir.

Çalışmalarda kullanılan Dsim; bilgisayar, DSP kartı, DSP kartının bağlantılarının bilgisayar dışına alındığı giriş-çıkış terminali (I/O portu), tahrik motorunu ve kontrol edilen sistemlerin tahrik motoru üzerinde oluşturacakları bozucu/yük momentlerini benzetecek doğrudan sürümlü sabit mıknatıslı alternatif akım motorları ve sürücülerini ile tahrik motoru açışal konumunun algılandığı artımlı fark kodlayıcıdan (incremental encoder) oluşmaktadır (Şekil 4.1).

DBT ile yapılan benzetimler, bilgisayar benzetimlerinden farklı olarak benzetim çevrimi içinde yer alan ve kontrol edilen gerçek sisteme ait önemli donanımlar bulunur. Dsim gerçek sistemin önemli donanımlarından bazılarını içermesi nedeniyle gerçek sistemin göstereceği davranışlar bu teknik ile bilgisayar benzetimine göre daha gerçekçi sonuçlar alınabilmesi ve kontrolör performansının değerlendirilebilmesi sağlanır.

Bu tez çalışmasında da kullanılan DBT ile eksik tahrikli robot manipülatörler için geliştirilen kontrolörlerin farklı dinamik etkiler altında bu amaç için kurulan Dsim ile gerçekleştirilmesi ve denenmesi amaçlanmıştır.

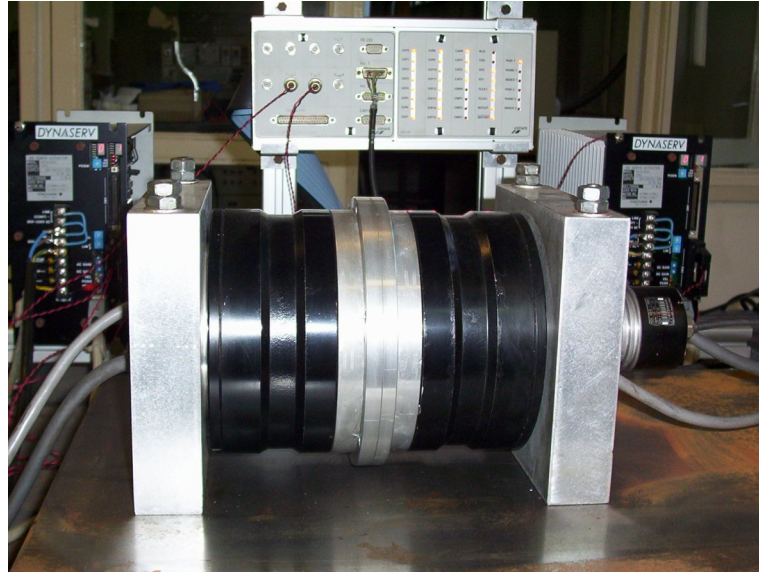
Dsim aynı eksen üzerinde birbirine akuple bağlanmış iki doğrudan tahrikli (DT) motor içermektedir. Motorlardan birisi kontrol edilen sistemin dinamiklerinin üretildiği ve tahrik elemanına yük olarak yansıyan momentlerin üretilmesinde kullanılır ve “yük moment simülatörü” olarak isimlendirilir. Diğer motor ETRM tahrik motorunu temsil etmektedir ve “tahrik motoru” olarak isimlendirilir. Kontrolör tarafından oluşturulan uygun kontrol işareti tahrik motorunda moment olarak üretilir. Motorlar sahip oldukları sürücüler vasıtasıyla, yüksek performanslı kontrol kartı ile kontrol edilirler. Dsim donanım ve yazılım yapısı genel hatları ile Şekil 4.1 de verilen blok diyagramda gösterilmiş ve takip eden ayrıtlarda açıklanmıştır.



Şekil 4.1 : Dsim blok diyagramı

4.2 Dsim Donanım Yapısı

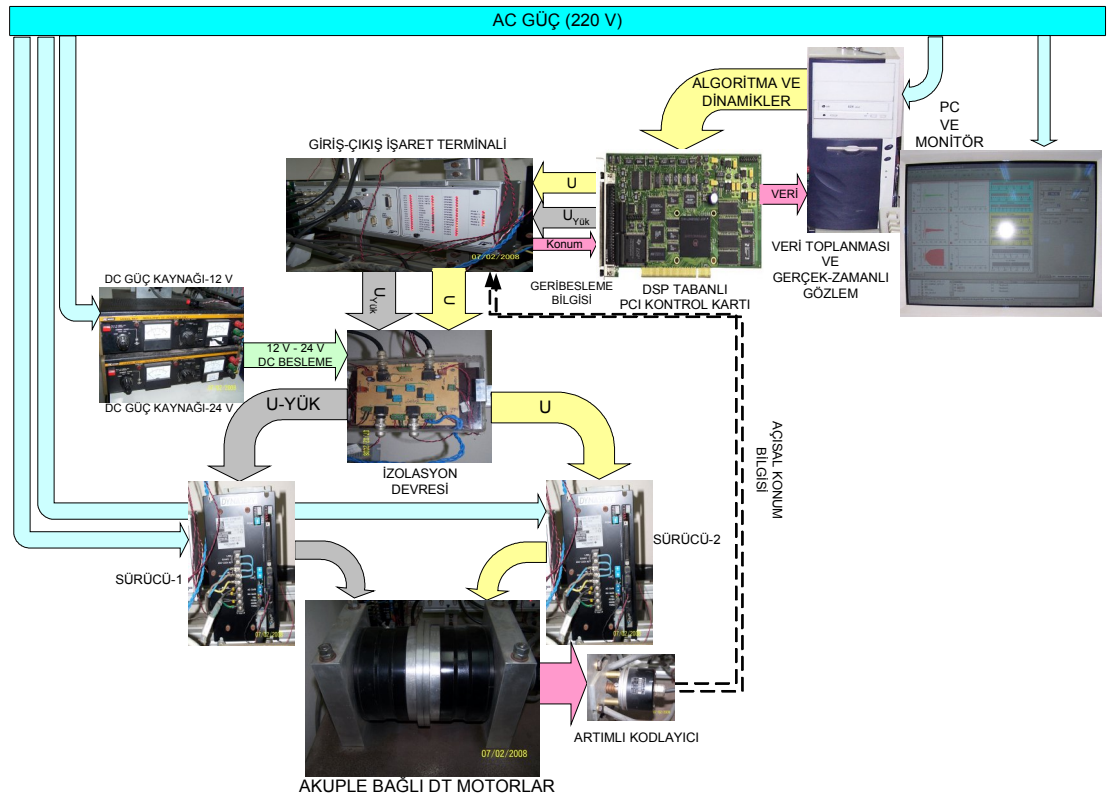
İki adet yüksek momentli, yüksek hızlı DT motor sürücü çiftleri ile tasarlanan kontrol algoritmasının gerçekleştirildiği DSP tabanlı kontrol kartı ETRM için önerilen Dsim sisteminin temel öğeleridir. Bu tez çalışmasında ele alınan ETRM olarak esnek mafsallı robot kol, akrobot ve pendubot kontrolunda tahrik motoru dinamiklerinin yüksek performanslı kontrol için önemli olması nedeniyle önerilen Dsim içinde DT motor tahrik motoru olarak yer almaktadır. Donanımlı benzetim deneylerinde kullanılan DT motorlar ve sürücüleri Şekil 4.2 de görülmektedir.



Şekil 4.2 : Dsim motor ve sürücüleri

Motor sürücüleri tek faz girişe ve üç faz çıkışa sahiptir, motorların en fazla 15 [Nm.] moment üretebilmesini sağlayabilmektedir. Motor üzerine monte edilmiş olan artımlı kodlayıcı ile motor kasnak (hub) açısıl konum bilgisi sağlanmaktadır. üretilmektedir. TMS320F240 DSP mikrokontrolcü kontrol kartı; 250 MHz. de PPC603e çekirdekli çalışan bir kayan nokta işlemci MPC8240 ve bir yedek işlemci, analog ve sayısal giriş/çıkışlar, 12 bit 4 kanal analog-sayısal çeviriciler (ADC) ve 8 kanal sayısal-analog çeviriciler (DAC), artımlı kodlayıcı girişleri ve darbe genişliği modülasyonu (DGMod) işareti çıkışlarına sahiptir. Kontrol kartı ilaveten RS232 iletişim birimlerine sahiptir. Kontrol kartı DAC kanalları üzerinden tahrik ve yük motoruna, kontrol işareti ve kontrol edilen sistem dinamiklerinden üretilen momentin işaret olarak gönderilmesi sağlanır. Kontrol kartı, açısıl konum geribesleme bilgisini motorlardan birinin milinde bulunan artımlı kodlayıcıdan alır.

DSP tabanlı kontrol kartı ile istenen referans yörünge/uç konum bilgisi, kontrol edilen sistem dinamiği yük momenti işareti olarak ve gerçek zamanlı kontrol işareti açısall konum geribesleme bilgisine, kontrol edilen ETRM dinamik denklemlerinde kullanılıp dinamik etkilerin hesaplanması için ihtiyaç duyulmaktadır. Dinamik denklemler için tahrik motoru açısall hız ve ivme işaretine de ihtiyaç duyulmaktadır. Bunlarda konum işaretinin zamana göre birinci ve ikinci türevleri alınarak elde edilir. Türev alma işlemleri esnasında oluşabilecek ilave gürültüden kaçınmak için uygun bir Kalman Filtresi algoritması kullanılmıştır. Deneylerde kullanılan Dsim fotoğrafı Şekil 5.1 de gösterilmektedir.



Şekil 4.3 : Dsim fotografik blok diyagramı

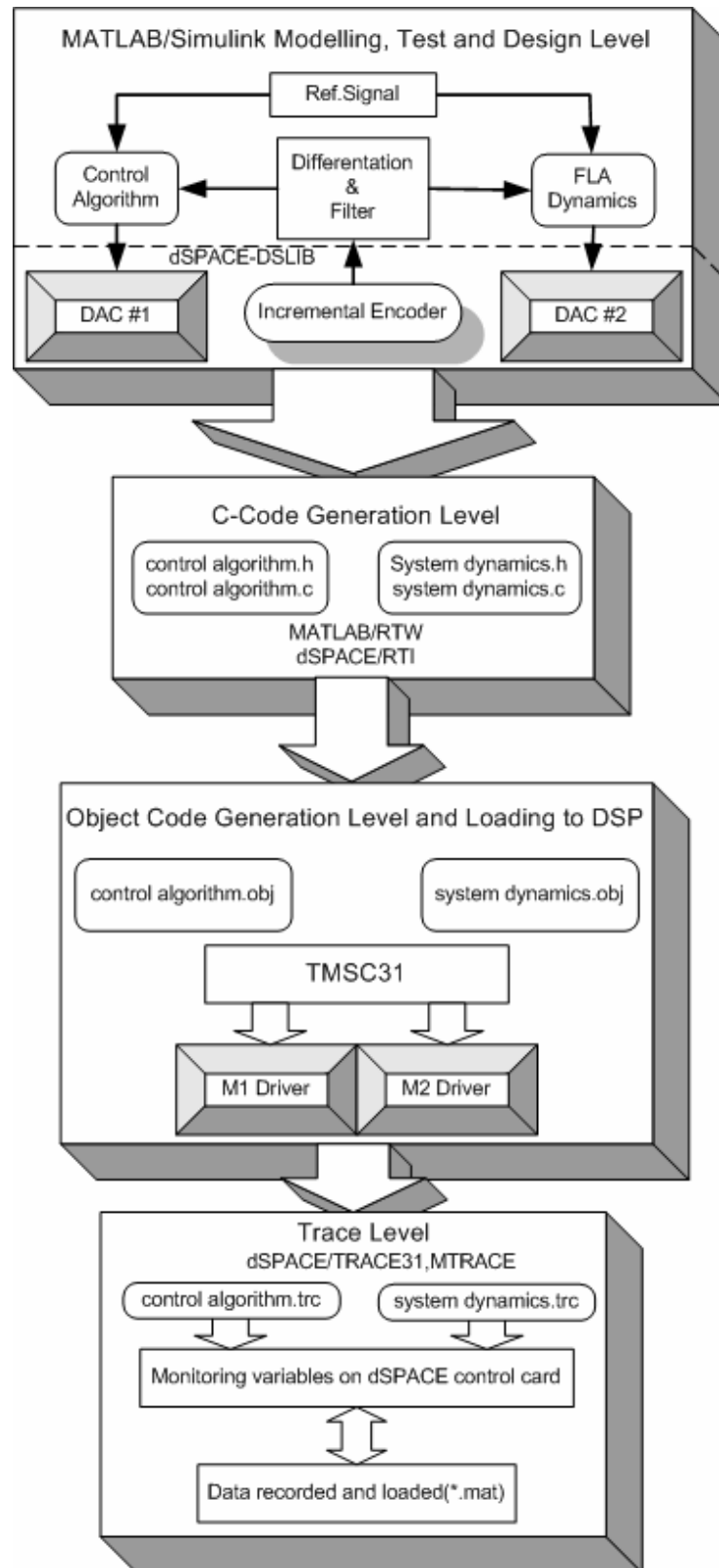
4.3 Dsim Yazılım Yapısı

Donanımla beraber Dsim yazılım yapısı DBT kullanımının etkinliği açısından önemlidir. Bilgisayar ortamında geliştirilen algoritmanın, kontrol edilen sistemin dinamik modellerinin ve diğer etkilerin bilgisayar ortamında modellenmesi ile bunların Dsim ortamında gerçekleşmesi kullanılan yazılım ve yazılımın gömüleceği uygun kontrol kartının seçimi ile doğrudan ilişkilidir. DSP tabanlı kontrol kartının temel seçim amacı; yüksek performansa sahip olmasının yanında kullanıcı açısından fonksiyonellik ve esneklik gösterebilmesidir. Ayrıca sistem dinamiğinin ve kontrol algoritmasının doğru ve pratik şekilde gerçek-zamanda gerçekleşmesine uygun olmalıdır. Bu amaca uygun olarak, Dsim de kullanılan DS1104 kontrol kartının MATLAB/Simulink yazılım araçları ile uyumlu olması kontrol kartı olarak seçilmesinde etken olmuştur. Bugün sistem dinamiğinin ve geliştirilen kontrol algoritmalarının en pratik şekilde bilgisayar benzetimlerinin yapılabildiği bilgisayar ortamı MATLAB/Simulink yazılımıdır. Bu ortamda hazırlanan kontrol algoritması ve ETRM dinamiği Dsim de gerçekleşmek üzere yazılım ortamında hazırlanır. Hazırlık aşaması üç alt bölümden oluşur. Yörünge planlama ve gerekli referans işaret üretimi, kontrol edilen sisteme ait dinamiğin yük momenti olarak üretimi ve eklem tahrik motoruna gönderilecek kontrol işaretinin üretilmesi için gerekli yazılımın oluşturulması. Deneyler esnasında elde edilen verilerin “*.mat” dosyası olarak saklanmasını ve gerektiğinde analizi için kullanılabilmesi için başka bir yazılım Dsim içinde yer almaktadır. Kontrol algoritmasının Dsim ile gerçekleştirilebilmesi için DSP tabanlı kontrol kartı ile ilintili ilave bir arayüz yazılıma ihtiyaç duyulur [86]. Dsim yazılım yapısı blok diyagram olarak

Şekil 4.4 de görülmektedir.

4.4 Sistem ve Kontrolör Ölçeklendirme

Donanımlı benzetim ile elde edilecek başarı, donanımlı simülatörde (Dsim) gerçek sistemin ne kadar iyi temsil edildiğine bağlıdır. Bu amacın elde edilebilmesi için, sistem dinamik modelinin ve kontrolörün iyi bilinmesi gerekmektedir. Bununla birlikte, kontrol edilen sistemlerin motorları, motor sürücüler ve kontrol donanım yapısı farklıdır ve farklı elektrik ve mekanik zaman sabitlerine sahiptir. Aynı Dsim kullanılarak farklı sistemlerin donanımlı benzetimi için kontrol edilen sistem dinamiğinin ve kontrolörün bilinmesi de bu noktada yeterli olmayabilir. Bu nedenle

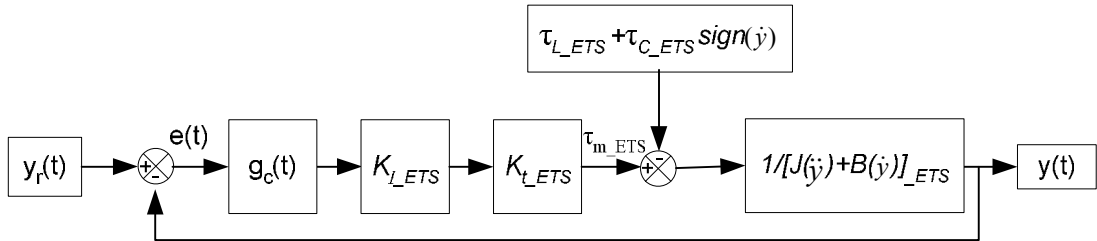


Şekil 4.4 : Dsim yazılım yapısı

aynı sistem çıkışının elde edilebilmesi için, kontrol edilen gerçek sistem ile Dsim donanım yapısı arasında uygun ölçeklendirmenin yapılması gereklidir.

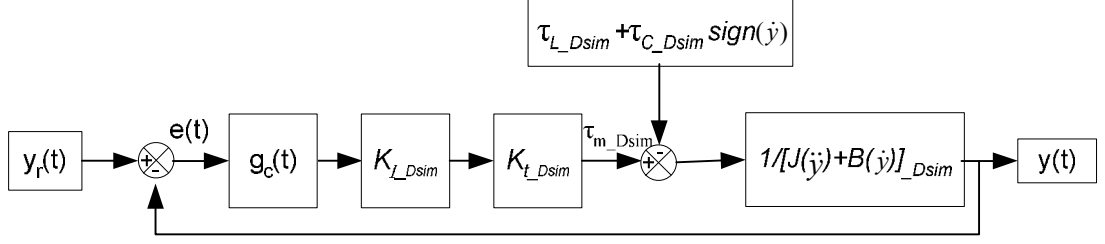
Bu tez çalışması kapsamında kontrol edilen ETRM ve kullanılan Dsim kontrol blok diyagramları Şekil 4.5 ve Şekil 4.6 de sırasıyla verilmiştir. Blok diyagramlarda ve parametre gösteriminde kontrol edilen Eksik Tahrikli Sistem kısaca “ETS” olarak, Donanımlı Simülatör bileşenleri ise “Dsim” alt indisi ile gösterilmiştir. Kontrol edilen ETRM sistemlerinin her biri motor ve motor sürücüsü içermektedir. Mikrokontrolör tabanlı kontrol ünitesi ve mafsalların dinamikleri dolayısıyla oluşan yük momentlerine sahiptir. Eşdeğer moment DTM yoluyla Dsim de oluşturulur. Moment ve açısal konumlar yük tarafında; y_r ve y referans ve gerçek sistem konum çıkışı olarak sırasıyla gösterilmiştir.

Donanımlı Benzetim Tekniğinin (DBT) etkin bir şekilde kullanılabilmesi için; kontrol edilen ETRM performansı ile kullanılan Dsim performansı birbirini karşılamalıdır. Her iki sistem için aynı çıkışın elde edilebilmesi için, aşağıdaki şartlar oluşturulmalıdır.



Şekil 4.5 : Kontrol edilen ETRM kontrol blok diyagramı

- Aynı referans, y_r , uygulanmalıdır.
- Aynı kontrolör algoritması ile her iki sistem için de aynı kontrol çıkışı, u , üretilmelidir.
- Kontrol girişi u ile sistem çıkışı y arasında sistem dinamik davranışı birbirini karşılamalıdır.



Şekil 4.6 : Donanımlı benzetimi yapılan ETRM kontrol blok diyagramı

Buna göre hata fonksiyonu $e(t)$ birbirine eşit olmalıdır.

$$e(t) = [y_r(t) - y(t)] \quad (4.1)$$

Kontrolör katsayılarının uygun ölçeklendirilmesinde, kontrolör örnekleme zamanları arasındaki fark önemli bir konudur. Bu fark kontrolör katsayılarının hesaplanmasında dikkate alınmalıdır. Mümkünse Dsim örnekleme zamanı ile gerçek sistem örnekleme zamanı aynı olmalıdır. Kontrolör çıkış işareti (u), tahrik motoru çıkışında her iki sistem için aşağıdaki ölçeklendirme ile yansır.

$$\begin{aligned} u_{m_ETS}(t) &= g_c(t) e(t) = u(t) \\ u_{m_Dsim}(t) &= g_c(t) e(t) = u(t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

Bunlarla birlikte, aynı sistem çıkışını elde etmek için (y) her iki sistem dinamikleri uygun şekilde benzetilmelidir. ETS nin tahrik ve yük dinamik etkileri, Dsim de elde edilmelidir. Her iki sistemin hareket denklemleri bu amaç için kullanılacaktır. Her iki blok diyagram incelendiğinde Dsim motor ve ETS motor çıkış momentleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \tau_{m_Dsim}(t) &= K_{I_Dsim} K_{t_Dsim} u_{Dsim}(t) \\ \tau_{m_ETS}(t) &= K_{I_ETS} K_{t_ETS} u_{ETS}(t) \end{aligned} \quad (4.3)$$

K_I 'lar her iki tahrik motoru için sürücü kazançları, K_t 'ler ise motor moment sabitleridir.

(4.3) denklemleri kullanılarak, Dsim ve ETS hareket denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} K_{I_Dsim} K_{t_Dsim} u(t) - T_{L_Dsim}(t) &= J_{Dsim} \ddot{y}(t) + B_{Dsim} \dot{y}(t) + T_{C_Dsim} \text{sign}(\dot{y}(t)) \\ K_{I_ETS} K_{t_ETS} u(t) - T_{L_ETS}(t) &= J_{ETS} \ddot{y}(t) + B_{ETS} \dot{y}(t) + T_{C_ETS} \text{sign}(\dot{y}(t)) \end{aligned} \quad (4.4)$$

$J_{Dsim}, B_{Dsim}, T_{C_Dsim}, T_{L_Dsim}$: Dsim yük simülatörü olarak kullanılan motor ve tahrik motoru toplam eylemsizlik momentleri ile viskoz sürtünme katsayıları, coulomb sürtünmesi, ve Dsim de benzetimi yapılan ETS nin yük momenti olarak etkisi sırasıyla verilmiştir.

$J_{ETS}, B_{ETS}, T_{C_ETS}, T_{L_ETS}$: ETS tahrik motoru eylemsizlik momenti ile viskoz sürtünme katsayısı, Coulomb sürtünmesi, ve ETS nin eklemine yansıyan yük momenti sırasıyla verilmiştir.

Aynı kontrol işareti (u) her iki sistem için üretilir. Dsim de aynı kontrol işaretinin üretilebilmesi için tek yol, ETS sistem çıkışı (y) ile kontrol girişi (u) arasındaki dinamiklerin Dsim de üretilmesidir. Buna göre kontrol çıkış işaretleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{J_{Dsim} \ddot{y}(t) + B_{Dsim} \dot{y}(t) + T_{C_Dsim} \text{sign}(\dot{y}(t)) + T_{L_Dsim}(t)}{K_{I_Dsim} K_{t_Dsim}} \\ u(t) &= \frac{J_{ETS} \ddot{y}(t) + B_{ETS} \dot{y}(t) + T_{C_ETS} \text{sign}(\dot{y}(t)) + T_{L_ETS}(t)}{K_{I_ETS} K_{t_ETS}} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Bu ancak uygun yük momenti τ_{L_Dsim} momentinin aşağıdaki ifade de verildiği gibi üretilmesi ile başarılabilir.

$$\begin{aligned} T_{L_Dsim}(t) &= \frac{K_{I_Dsim} K_{t_Dsim}}{K_{I_ETS} K_{t_ETS}} [T_{L_ETS}(t) + J_{ETS} \ddot{y}(t) + B_{ETS} \dot{y}(t) + T_{C_ETS} \text{sign}(\dot{y}(t))] + \\ &\quad - [J_{Dsim} \ddot{y}(t) + B_{Dsim} \dot{y}(t) + T_{C_Dsim} \text{sign}(\dot{y}(t))] \end{aligned} \quad (4.6)$$

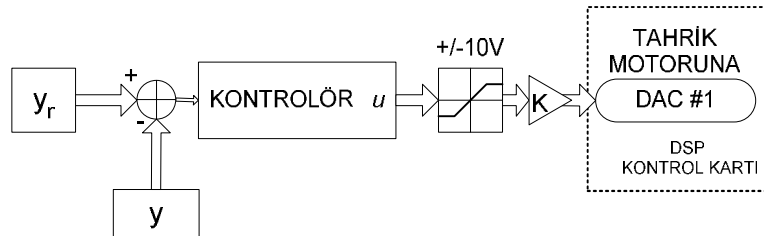
Dsim doğrudan tahrikli motorunda (DTM), τ_{L_Dsim} momentinin üretilmesi ile her iki sistem için (y) çıkış işareti benzetilmiş olacaktır.

Sonuçta, Dsim tahrik motoru sürücüsüne uygulanacak uygun kontrol işareti moment katsayıları ve sürücü kazançları da dikkate alınarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$u(t) = \frac{\tau_{L_Dsim}(t)}{K_{I_Dsim} K_{t_Dsim}} \quad (4.7)$$

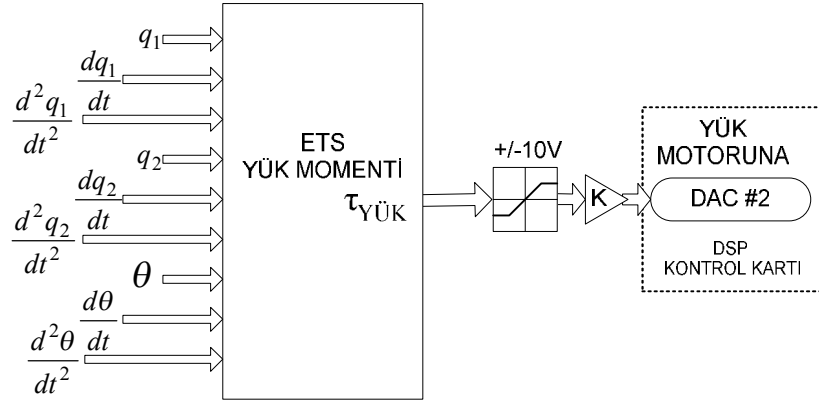
4.5 Dsim ile Kontrol Sistemi Gerçeklenmesi

ETRM için geliştirilen kontrolörün Dsim ile gerçekleştirilebilmesi için istenen referans (y_r) ve gerçekleştirilen (y) işareti sonucu elde edilen hata işareti Simulink ortamında oluşturulan kontrolör algoritmasından sonra tahrik motoru sürücüsüne kontrol işareti (u) olarak kontrol kartı üzerinde bulunan sayısal/analog dönüştürücü (DAC) tümdevre ile gönderilir. Sayısal/analog dönüştürücü tümdevre gerilim sınırlamaları nedeniyle üretilen kontrol işaretinin sınırlandırılması (± 10 V.) gerekmektedir. Ayrıca DAC gelen işaret kontrol kartında 10 kat güçlendirildiği için dikkate alınmalıdır (Şekil 4.7). Şekilden de görüldüğü gibi, üretilen kontrol momenti DAC vasıtasıyla ETRM tahrik ünitesine yani Şekil 4.1 de verilen blok diyagrama göre M1 motoruna, motor sürücüleri üzerinden verilmektedir. Sistem dinamiği ise, M2 motoruna sürücüsü vasıtasıyla uygulanmaktadır. Şekil 4.8 den de görüldüğü gibi



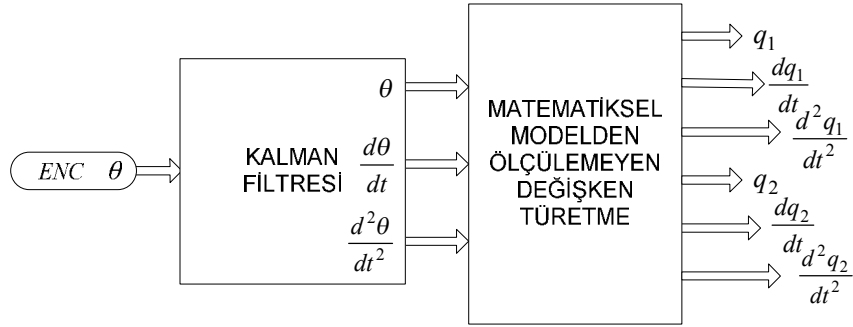
Şekil 4.7 : Dsim ile kontrol işareti üretimi

türetme ve ölçüm ile elde edilen gerekli değişkenler yine DAC elektriksel sınırlamalarına uyularak yük motoru olarak kullanılan M2 motoruna sürücü vasıtası ile gönderilir. Bu işlemler esnasında geribesleme bilgisi olarak motorların eksenlerine bağlı artımlı konum kodlayıcı (ENC) yolu ile gerçek açısal konum belirlenmektedir. Açısal konum algoritma içine ENC üzerinden doğrudan alınıp kullanılırken, algoritma içinde kullanılması gerekli motor açısal hız ve ivme bilgisi bilgisayar ortamında türetilmektedir.



Şekil 4.8 : Dsim ile yük açısal momentini üretimi

Türetmeden kaynaklanan gürültüler KALMAN filtresi algoritması kullanılarak model içine alınmaktadır. Ayrıca gerekli ancak ölçülemeyen, şekil kipleri ve



Şekil 4.9 : Dsim ile ölçülemeyen değişkenlerin türetilmesi

türevleri de model içinde ayrıca oluşturulmuş sistem dinamik modelinden elde edilmektedir (Şekil 4.9). Yapılan bu donanımlı benzetim ile ETRM sisteminin tahrik ünitesi üzerindeki dinamik etkiler ölçülebilmekte ve gözlenebilmektedir.

5.2 Esnek Mafsallı Robot Kol Hareket Kontrolü

EMRK hareket kontrolü için bilgisayar ve Dsim benzetim modeli sistem dinamiklerine, yapısal esnekliklerden ilk iki şekil kipleri ve katı cisim dinamikleri dahil edilmiş doğrudan tahrikli esnek mafsallı robot kol için oluşturulmuştur. Bozucu dinamiklerinin etkisi kol uç noktasında bulunan yük ile sistem dinamiklerine ilave edilmiştir. Esnek mafsallı tek eklemlı robot kol için yapılan çalışmalarda kol uç noktasında yük olduğu düşünölmüş ve Tablo 5.1 de verilen sistem parametreleri kullanılarak sonuçlar elde edilmiştir. Sistem parametreleri esnek mafsallı robot kolun orta karbon çelik (1040) malzemesi kullanılması kabulü ile elde edilmiştir.

Tablo 5.1 : EMRK Sistem Parametreleri

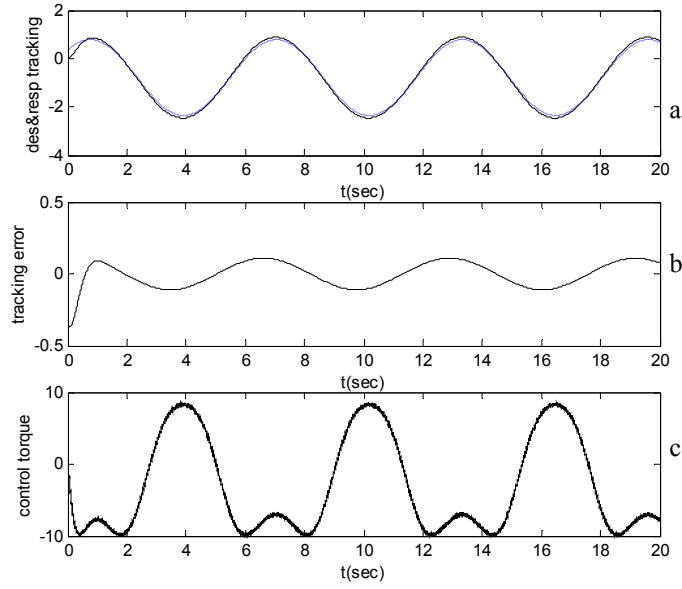
Kütle yoğunluğu (kg/m ³)	ρ	78500
Uzunluk (m)	l	7
Dış çap (m)	R_d	0.06
İç çap (m)	R_i	0.05
Elastisite (N/m ²)	E	2.07×10^{11}
Yerçekimi ivmesi (m/sn ²)	g	9.81
Yük kütlesi (kg)	m	0.1

Türetilen kontrolör algoritmaları ile EMRK sisteminin istenen bir sabit noktaya konumlanması ve belirli bir yörüngeyi izlemesinin kontrolü amaç edinilmiştir. Sabit nokta kontrolü için istenen değer için referans işaret olarak birim basamak fonksiyonu kullanılmıştır. Sistemin yörünge izleme performansı için ise sinüs fonksiyonu istenen yörüngeyi temsil etmiştir.

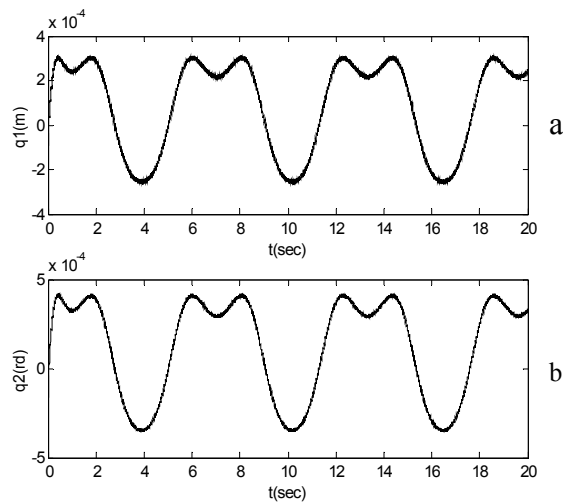
5.2.1 KGDK Yöntemi İle Hareket Kontrolü

EMRK hareket kontrolü için ele alınan PD tabanlı olarak KGDK yöntemi ile ayrıt 3.5.1 de türetilen kontrol algoritmasının incelenmesi için bilgisayar ortamında yapılan benzetimler ve Dsim ortamında gerçekleştirilen algoritmalarla yapılan deneylerde elde edilen sonuçlar bu ayrıtta verilmiştir. Bilgisayar ortamında yapılan benzetimlerde; sistem aktif değişkenine göre kısmi doğrusallaştırma yaklaşımı ile

tasarlanan kontrolörün sinüsoidal referans fonksiyonuna göre yörünge izleme performansı, izleme hatası ve uygulanan kontrol momenti Şekil 5.2 a, b ve c de sırasıyla gösterilmektedir. Şekil 5.3 a ve b de ise sistem şekil kiplerinin, kol uç noktası sapma ve eğimi, değişimi sinüsoidal referansı takip ederken oluşan değişimler verilmiştir.

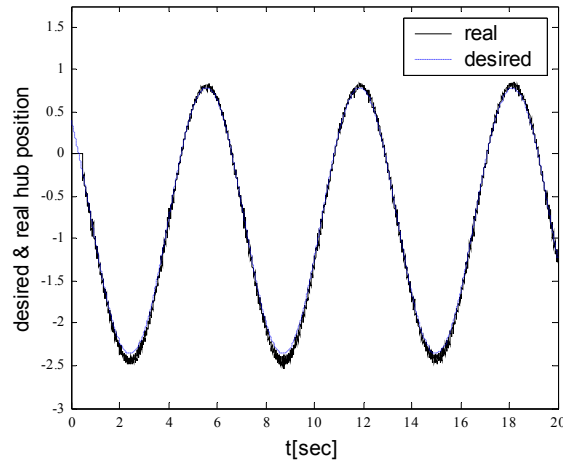


Şekil 5.2 : PD tabanlı KGDK yöntemi a) $y_r(\dots)$ ve $y(-)$ b) e c) u

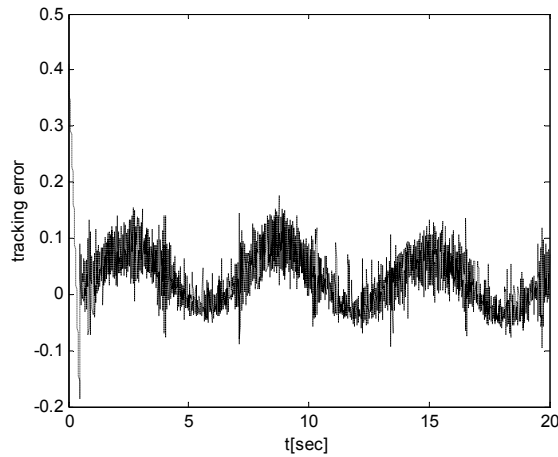


Şekil 5.3 : Şekil kiplerinin değişimi a) q_1 b) q_2

Esnek mafsallı robot kol sistemi için geliştirilen kontrolörlerden bu tezin 3.5.1 bölümünde açıklanan ve sistem tahrikli konfigürasyon değişkeni, yani tahrik ünitesi açısal konumu θ ya göre sistem dinamiğinin kısmi geribesleme doğrusallaştırma ve PD ilave kontrolörüne sahip algoritma donanımlı simülatör kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kontrolör yörünge izleme performansı istenen sinüsoidal yörünge ile sistem cevabı olarak açısal konumun ölçülen gerçek değerleri aynı eksen üzerinde değerlendirilmiştir. Bu deneye ait sonuç Şekil 5.4 de görülmektedir. Şekil 5.5 de izleme kontrol konumlama hatasının değişimi görülmektedir.

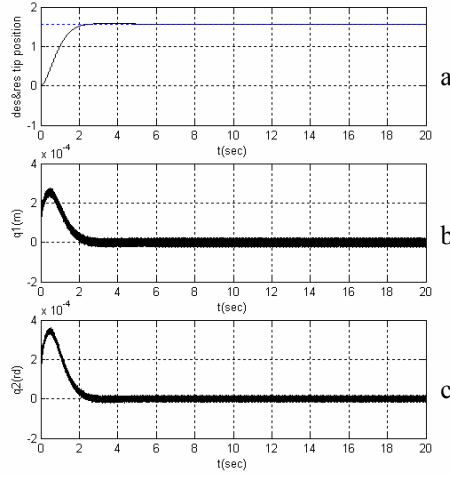


Şekil 5.4 : İzleme kontrol performansı (Dsim)

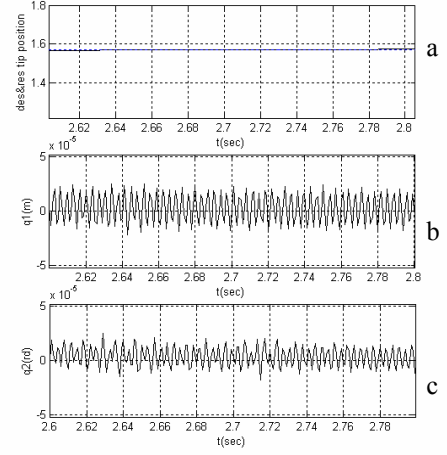


Şekil 5.5 : İzleme hatası

Şekil 5.6 kol uç noktası konum kontrolü performansı ve q_1 , q_2 değişimlerini Şekil 5.7 de bu incelemenin detaylandırılmasını göstermektedir.

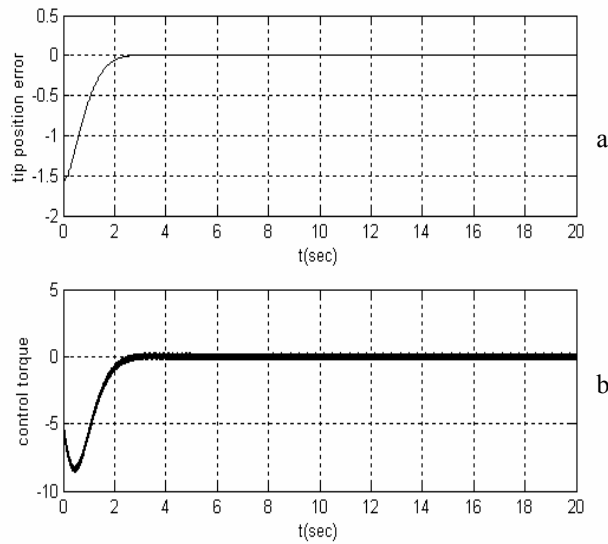


Şekil 5.6 : a) y_r ve y ; b) q_1 , ve c) q_2 değişimleri



Şekil 5.7 : Detay a) y_r ve y b) q_1 , c) q_2 değişimleri

Şekil 5.8 de benzetim süresince elde edilen konum hatası ve sisteme uygulanan kontrol momentinin değişimi verilmiştir.

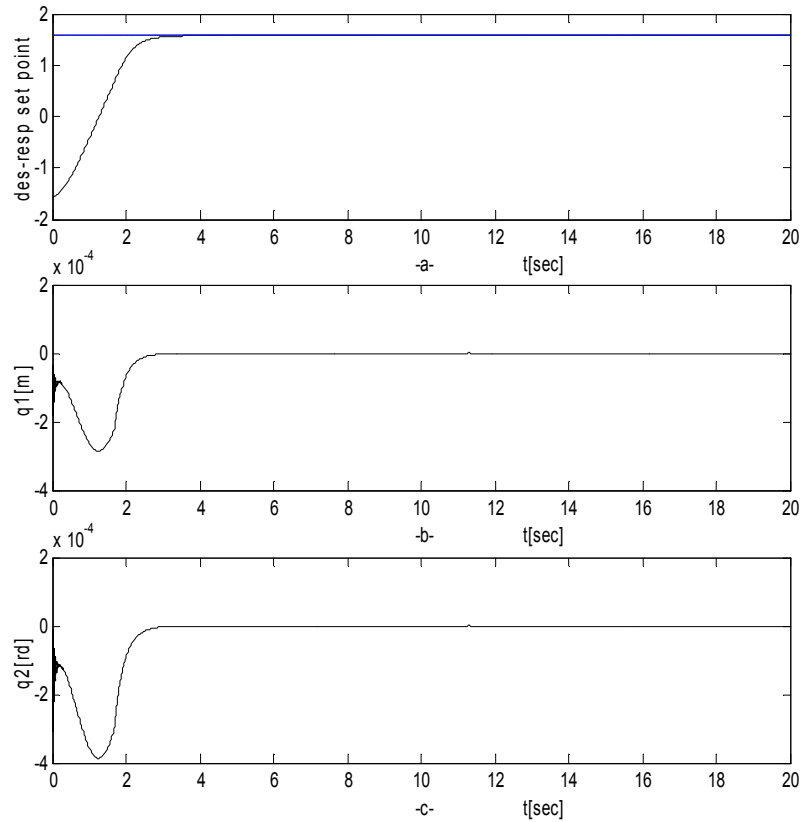


Şekil 5.8 : a) Uç konum hatası- e - b) Kontrol işareti- u -

5.2.2 KKK Tabanlı KGDK Yöntemi ile EMRK Kontrolü

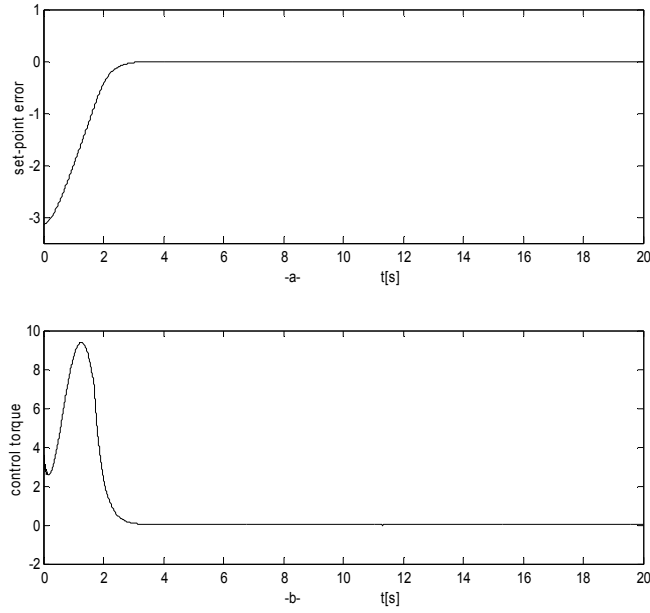
Ayrıt 3.5.2 de türetilen kontrolörün performansının denenmesi için; sistem başlangıç koşulları şöyle seçilmiştir. $\theta=0$, ve şekil kipleri $q_1=0$, $q_2=0$. Konum referansı $\theta^r=\pi/2$ uygulanmıştır. Esnek mafsallı robot kol uç noktası değişimi izlenirken $q_1^r = q_2^r = 0$, olması en kısa zaman diliminde istenmektedir.

Şekil 5.9 a, b ve c öngörülen kayma kipli tabanlı kontrol algoritmasının kol uç konum ve q_1 ile q_2 şekil fonksiyonlarının değişimini göstermektedir. Şekil 5.10, a ve b öngörülen kontrol algoritması ile uç konum hatası ve uygulanan kontrol işareti değişimi verilmiştir.



Şekil 5.9 : KKK tabanlı kontrolör performansı

a) “ y_r ” ve “ y ” değişimi b) q_1 , ve c) q_2



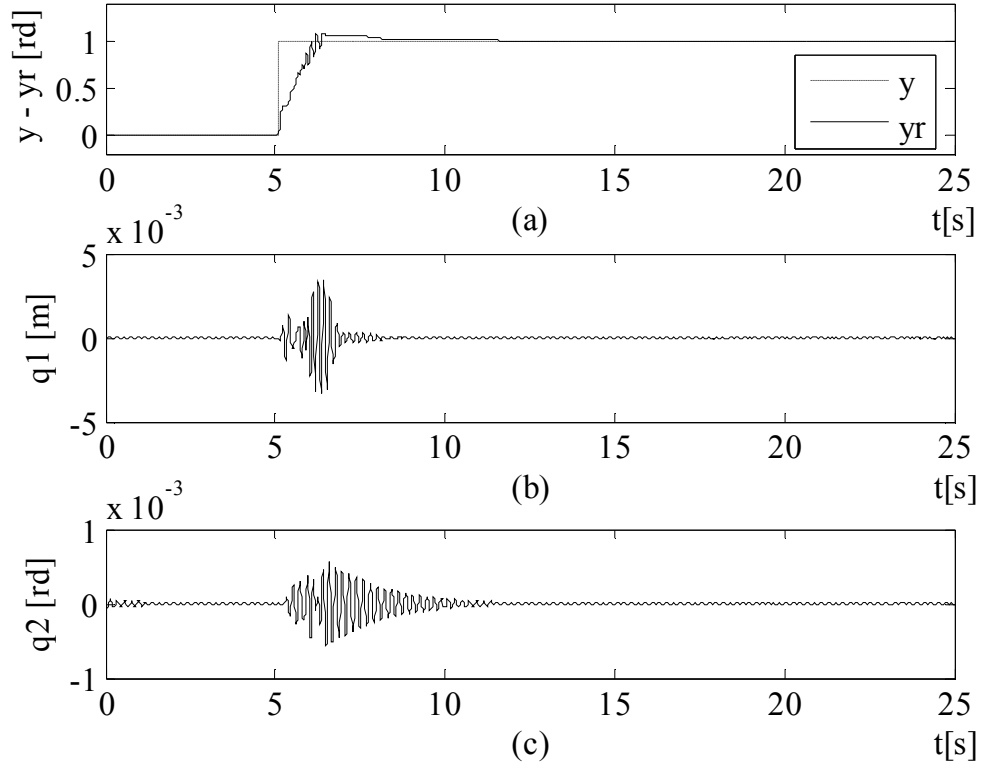
Şekil 5.10 : a) Uç konum hatası-e- b) Uygulanan kontrol işareti- u -

5.2.3 KKK Yöntemi ile EMRK Kontrolü

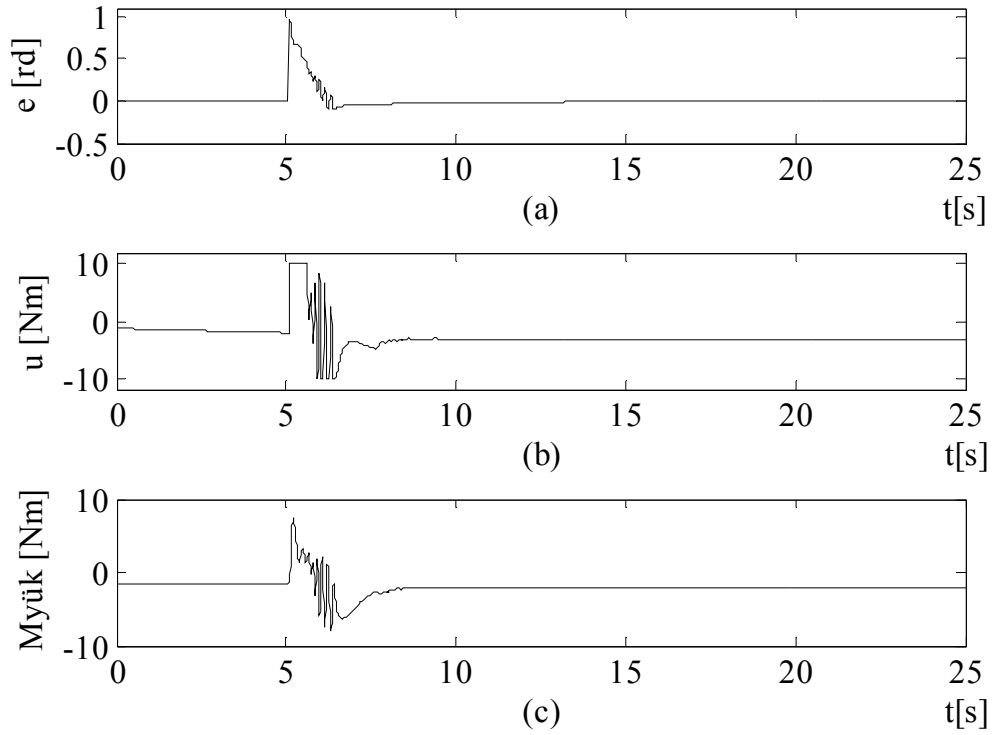
KKK yöntemi ile EMRK hareket kontrolü için türetilen algoritmanın Dsim ortamında gerçekleştirilmesi ile yapılan deneylerden elde edilen sonuçlar uç konum kontrolü ve yörünge izleme kontrolü durum çalışmaları ile verilmiştir.

- **Durum-1:** Belirli açısız nokta konumlandırma kontrolü

Bu durum çalışmasında, deneysel Dsim benzetim sonuçları *I-SD EMRK* sistemi için KKK algoritması kullanılarak elde edilmiştir. Adım fonksiyonu, uç noktası referansı $\theta^{ref}=1$ radyan alınmıştır. KKK kontrolörü için gerekli kazançlar $G_1=0.01$; $D_1=0.01$; $G_2=0.01$; $D_2=0.01$; $G_3=18$; $D_3=3$ değerlerine gerçek-zamanda ayarlanmıştır. Şekil 5.11 (a) da kontrol yönteminin belirli bir açısız nokta kontrolü için performansı görülmektedir. Şekil kiplerinden q_1 ve q_2 titreşimleri KKK yöntemi için Şekil 5.11 (b) ve (c) de gösterilmiştir. Deney 5nci saniyede referans konum değişikliği ile başlatılmakta, Birkaç saniye içinde istenen konum elde edilmektedir. Sürekli hal hatasının yaklaşık sıfır olması ise yaklaşık 10 saniye almaktadır. Bu yöntem için elde edilen uç konum hatası ve uygulanan kontrol işareti değişimi sırasıyla Şekil 5.12 (a) ve (b) de gösterilmiştir. İlk konum değişikliğinde kontrolöre uygulanabilecek işaret limitleri olan 10 Volt sınırı zorlanmakta, daha sonra kontrolör sistemi istenen referans konuma götürmektedir. Şekil 5.12 (c) de ise sistemin ekleme yük olarak etkileyen moment değişimi verilmiştir.



Şekil 5.11 : KKK yöntemi ile a) “ y_r ” ve “ y ” değişimi b) q_1 c) q_2



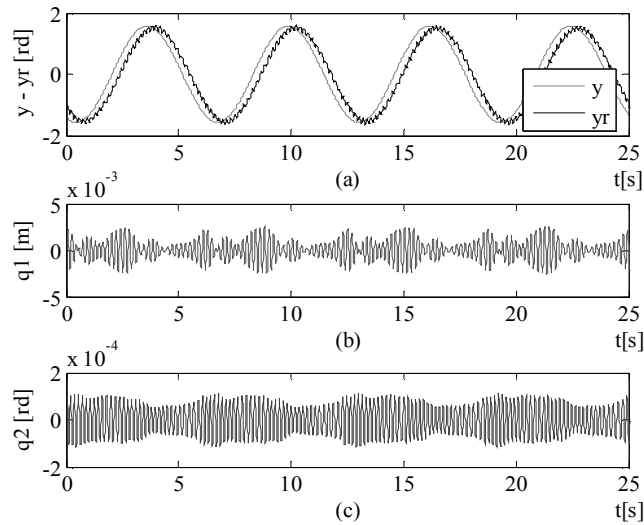
Şekil 5.12 : KKK yöntemi a) e b) u b) sistem dinamiği($\tau_{yük}$)

- **Durum 2:** Yörünge-izleme kontrolü

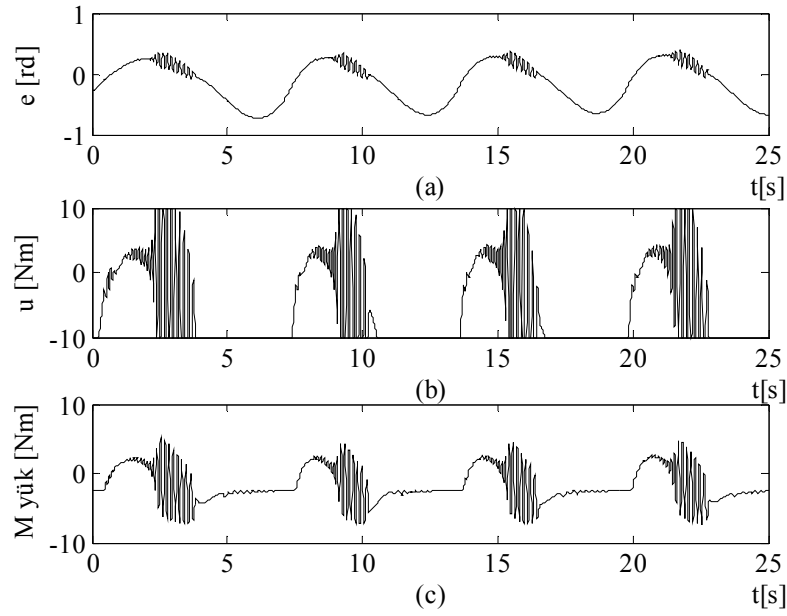
Bu durum çalışmasında, Dsim deneysel sonuçları *1 SD EMRK* için Tablo 5.1 de verilen sistem parametreleri kullanılarak ve KKK yöntemi ile türetilen kontrolör için sinüs fonksiyonu kol uç konum yörünge referansı olarak alınarak elde edilmiştir. Bu durum çalışmasında, KKK yöntemi ile türetilen kontrolörün yörünge izlemedeki başarımının denenmesi amaçlanmıştır. Kol uç konum yörünge hareketi olarak verilen sinüs fonksiyonu $\{ \pi /2[\sin (t) + (\pi/2)]\}$ ile tanımlıdır. KKK kontrolörü için gerekli kazanç değerleri $G_1=0.01$; $D_1=0.01$; $G_2=0.01$; $D_2=0.01$; $G_3=18$; $D_3=3$ olarak gerçek zamanlı yapılan deneyler ile ayarlanmıştır. Dsim ve DBT gerekli kontrolör kazançlarının ayarlanmasında gerçek-zamanlı yapılan deneylerle oldukça kullanışlıdır ve kullanıcı-dost bir yaklaşımdır. Şekil 5.13 (a) kontrol yönteminin belirli bir yörüngeyi izleme kontrolü için referans yörünge olarak kullanılan sinüsoidal değişime göre kol uç noktasının değişimleri gösterilmiştir. Bu durum çalışmasında kontrolörün sürekli hal hatasını yaklaşık sıfır yapmakta zorlandığı görülmektedir. Şekil kiplerinden q_1 ve q_2 titreşimleri Şekil 5.13 (b) ve (c) de gösterilmiştir. KKK yöntemi için

Şekil 5.14 (a) ve (b) yörünge izleme kol uç noktasının hatasını ve uygulanan kontrol işareti değişimini sırasıyla göstermektedir. Özellikle referans yörünge genliğinin en üst noktalarında kontrolörün oldukça titreşimli işaret üreterek kontrolü sağlamaya çalıştığı gözlenmektedir.

Şekil 5.14 (c) de ekleme yük olarak etkiyen sistem dinamiği değişimi görülmektedir.



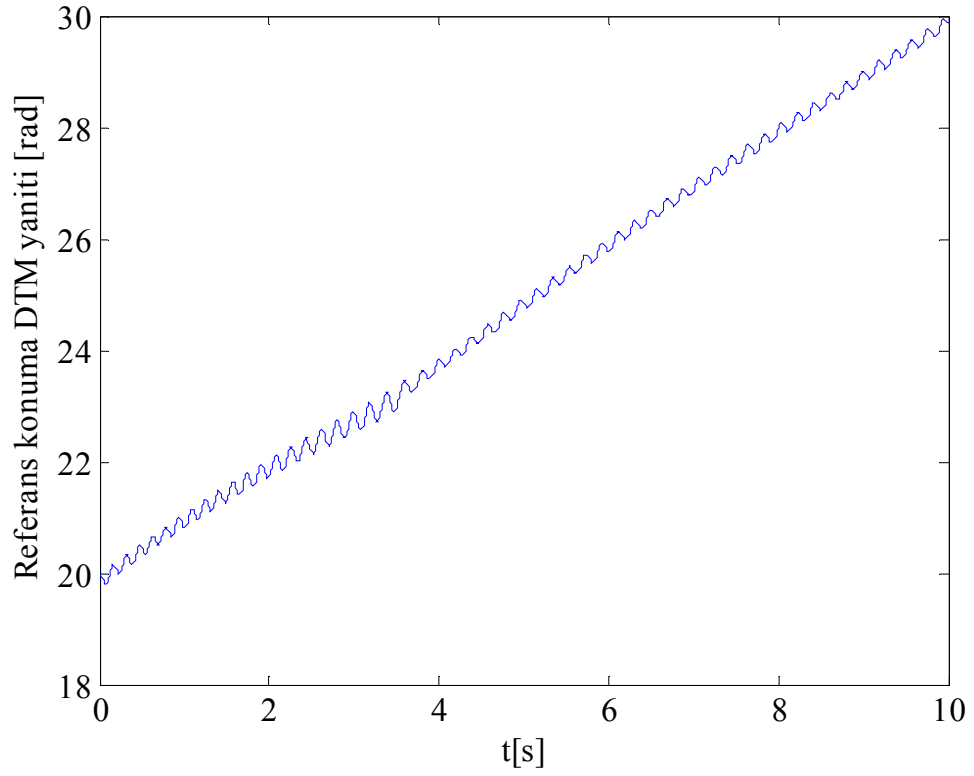
Şekil 5.13 : KKK yöntemi ile a) “ y_r ” ve “ y ” değişimi b) q_1 c) q_2



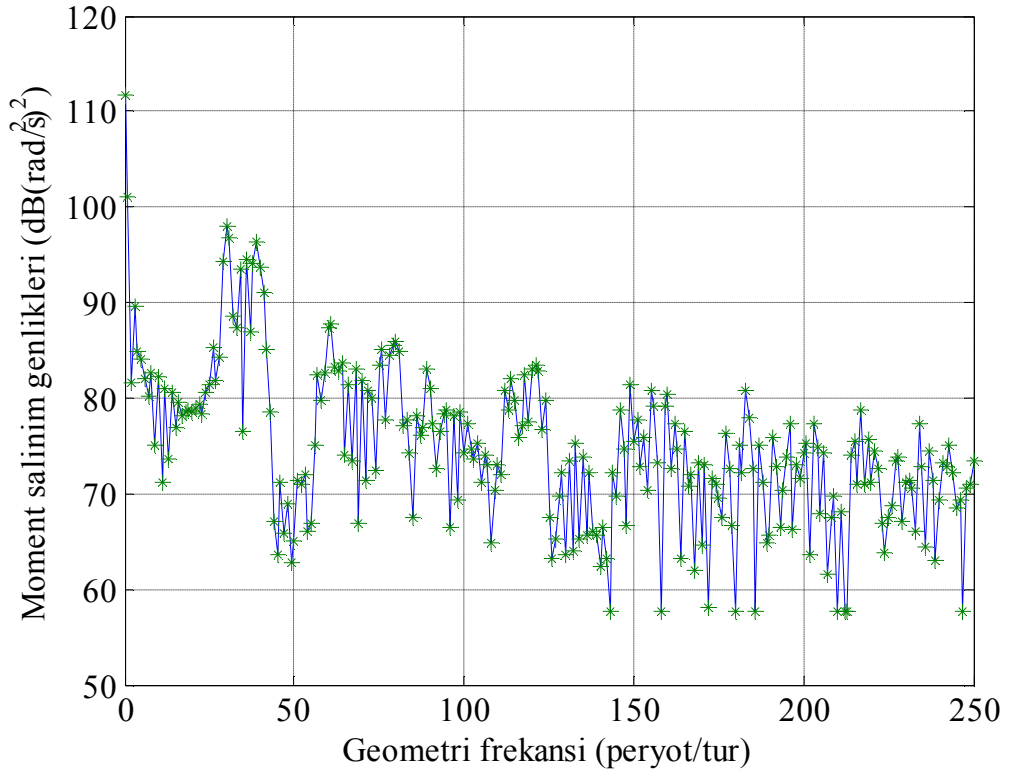
Şekil 5.14 : KKK yöntemi ile a) e b) u c) M sistem dinamiği ($\tau_{YÜK}$)

5.2.4 Moment Harmonikleri Analizi

KKK Yöntemi ile EMRK hareket kontrolü için türetilen kontrolörlerin sistem üzerinde oluşan harmonikleri yok etme yada olumsuz etkilerini en aza indirme başarımlarının incelenmesi ile elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir. Bu amaçla yapılan analiz çalışması Açısal Moment Salınım (Torque Ripple) Harmonik Analizi için periyodik olarak sistemin hareketi esnasında alınan açısal konum bilgisi (Şekil 5.15) kullanılarak Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform-FFT-) ile sistem üzerinde oluşan harmoniklerin genliği KKK yöntemi ile türetilen kontrolör için Şekil 5.16 de verilmiştir. Deneysel verilere göre alınan açısal konum bilgisi üzerinden yapılan analiz sonuçlarına göre Fourier serisinin temel bileşeni olan sistem yükünden kaynaklanan harmonikler bastırıldıktan sonra sistem moment harmonikleri genliğinin kontrolör etkisi ile daha da azaldığı görülmektedir. Ancak sistem uç noktası itibari ile titreşimli bir sistemin KKK gibi çatırtı problemine sahip bir kontrolörün bundan sonra incelenen diğer kontrol yöntemlerinden de alınan sonuçlara göre sisteme ilave harmonikler getirdiği değerlendirilmektedir.



Şekil 5.15 : Sistem moment dalgalanmalarının tespiti için ref. açısal hız



Şekil 5.16 : KKK yöntemi ile sistem üzerinde oluşan harmoniklerin genliği

5.2.5 2-YDKKK Yöntemi ile EMRK Kontrolü

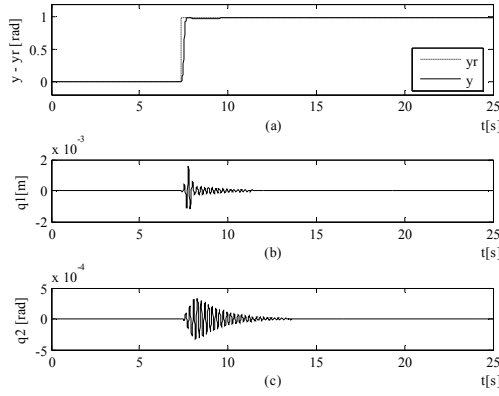
Bu ayrıtta, 3.5.4 ayrıtında *1-SD EMRK* hareket kontrolü için *2-YDKKK* yöntemi ile türetilen algoritmanın Şekil 5.1 de fotoğrafı verilen Dsim deney düzeneği kullanılarak gerçekleştirilmesi ile elde edilen gerçek-zamanlı deney sonuçları verilmiştir. Sürekli kontrol işaretli YDKKK yöntemi ile türetilen algoritmanın süreksiz işaretli *2-YDKKK* yöntemi ile elde edilen karşılaştırmalı sonuçları farklı durum çalışmaları için ele alınmıştır.

Durum çalışması-1 de; EMRK sisteminin belirlenmiş bir açısal noktayı elde edebilmesi için yapılan çalışmada referans işaret olarak basamak fonksiyonu kullanılmıştır. Durum çalışması-2 de sinüsoidal tip fonksiyon referans işaret olarak kullanılarak *2-YDKKK* yöntemlerinin yörünge izleme kontrol performansları denenmiştir. Son durum çalışmasında ise; deney süresince verilen farklı açısal konumlarla oluşturulan yörüngenin sistem tarafından izlenebilmesi incelenmiştir. Yapılan durum çalışmalarında elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir.

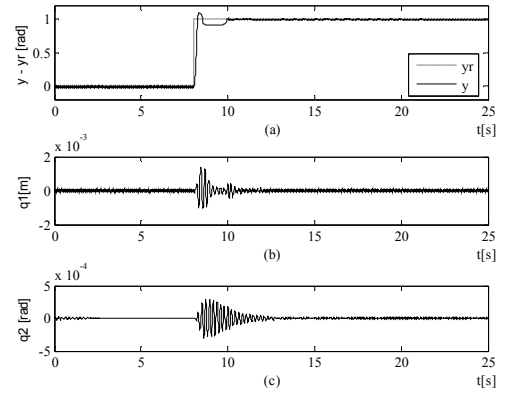
- **Durum-1:** Belirli açısal nokta konumlandırma kontrolü

Bu durum çalışmasında, deneysel Dsim benzetim sonuçları *1-SD EMRK* sistemi için *2-YDKKK* algoritmaları sürekli ve süreksiz kontrol işaretli yaklaşımlar kullanılarak elde edilmiştir. Adım fonksiyonu, uç noktası referansı $\theta^{ref} = 1$ radyan alınmıştır. Sürekli işaretli *2-YDKK* kontrolörü için gerekli kazançlar $D_1=0.002$ ve $D_2=20$ değerlerine gerçek-zamanda ayarlanmıştır. Süreksiz işaretli *2-YDKK* kontrolörü için gerekli kazançlar $A_1=17$ ve $A_2=10$ değerlerine yine gerçek-zamanda ayarlanmıştır. Şekil 5.34 (a) ve Şekil 5.18 (a) da iki kontrol yönteminin belirli bir açısal nokta kontrolü için performansı görülmektedir. Şekil kiplerinden q_1 titreşimleri her iki YDKKK yöntemi için Şekil 5.34 (b) ve Şekil 5.18 (b) de gösterilmiştir. Şekil kiplerinden q_2 titreşimleri her iki YDKKK yöntemi için Şekil 5.34 (c) ve Şekil 5.18 (c) de gösterilmiştir. Sürekli işaretli *2-YDKKK* yöntemi için Şekil 5.19 (a) ve (b) uç konum hatası ve uygulanan kontrol işareti değişimi sırasıyla gösterilmiştir. Şekil 5.19 (c) de ise sistemin ekleme yük olarak etkiyen moment değişimi gösterilmiştir. Süreksiz işaretli *2-YDKKK* yöntemi için uç konum hatası ve uygulanan kontrol işareti değişimi ise Şekil 5.20 (a) ve (b) de sırasıyla verilmiştir. Şekil 5.20 (c) de ise sistemin ekleme yük olarak etkiyen moment değişimi gösterilmiştir. Elde edilen deneysel sonuçlara göre her iki yöntemin uç konumlandırma ve şekil kiplerinde oluşan titreşimleri azaltma açısından birbirine yakın performans gösterdiği

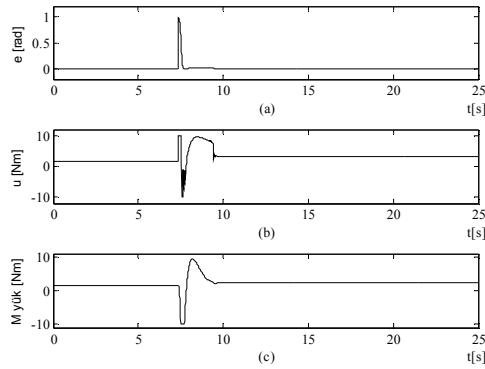
görülmektedir. Bununla birlikte süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile türetilen kontrolörün kontrol işaretinin kontrolör uygulama limitleri olan 10 Volt sınırlarında ve oldukça titreşimli kontrol işareti üreterek kontrol amacını sağlamaya çalıştığı görülmektedir.



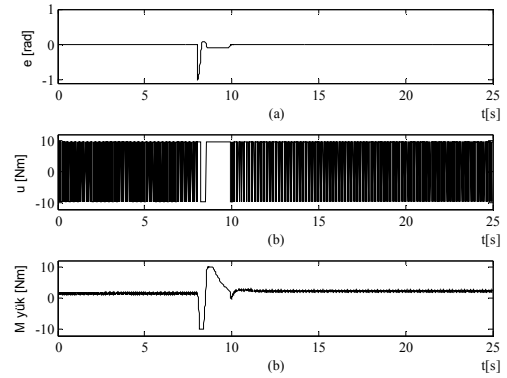
Şekil 5.17 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) “ y ” ve “ y_r ” b) q_1 c) q_2



Şekil 5.18 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) “ y_r ” ve “ y ” b) q_1 c) q_2



Şekil 5.19 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) $e=y-y_r$ b) u c) $\tau_{yük}$



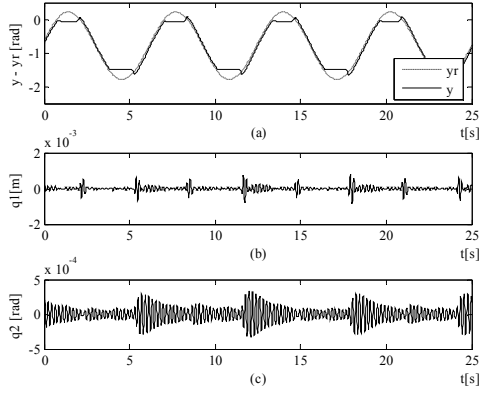
Şekil 5.20 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) $e=y_r-y$ b) u c) $\tau_{yük}$

- **Durum 2:** Yörünge-izleme kontrolü

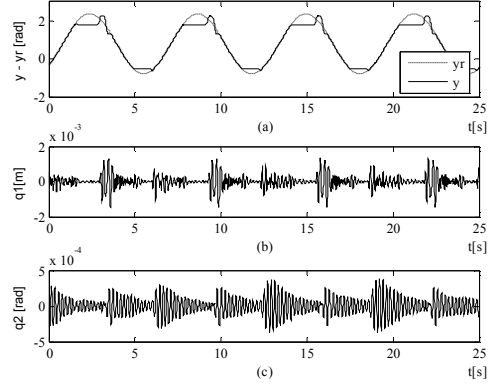
Bu durum çalışmasında, Dsim deneysel sonuçları $1\ SD\ EMRK$ için Tablo 5.1 de verilen sistem parametreleri kullanılarak ve 2-YDKKK yöntemi ile türetilen kontrolörler için sinüs fonksiyonu kol uç konum yörünge referansı olarak alınarak elde edilmiştir. Kol uç konum yörünge hareketi olarak verilen sinüs fonksiyonu $\{\pi/2[\sin(t) + (\pi/2)]\}$ ile tanımlıdır. Sürekli işaretli 2-YDKKK kontrolörü için gerekli kazanç değerleri $D_1=0.002$ ve $D_2=20$ olarak gerçek zamanlı yapılan deneyler ile ayarlanmıştır. Süreksiz işaretli 2-YDKKK kontrolörü için gerekli kazanç değerleri de $A_1=17$ ve $A_2=10$ olarak gerçek zamanlı yapılan deneyler ile ayarlanmıştır. Dsim ve DBT gerekli kontrolör kazançlarının ayarlanmasında gerçek zamanlı yapılan deneylerle oldukça kullanışlıdır ve kullanıcı-dost bir yaklaşımdır.

Bu durum çalışması, her iki YDKKK yöntemleri ile türetilen kontrolörlerin yörünge izlemedeki başarımının denenmesi amaçlanmıştır. Şekil 5.21 (a) ve Şekil 5.22 (a) da iki kontrol yönteminin belirli bir yörüngeyi izleme kontrolü için referans yörünge olarak kullanılan sinüsoidal değişime göre kol uç noktasının değişimleri gösterilmiştir. Şekil kiplerinden q_1 titreşimleri her iki YDKKK yöntemi için Şekil 5.21 (b) ve Şekil 5.22 (b) de gösterilmiştir. Şekil kiplerinden q_2 titreşimleri her iki YDKKK yöntemi için Şekil 5.21 (c) ve Şekil 5.22 (c) de gösterilmiştir. Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi için Şekil 5.23 (a) ve (b) yörünge izleme kol uç noktasının hatasını ve uygulanan kontrol işareti değişimini sırasıyla göstermektedir. Şekil 5.23 (c) de ekleme yük olarak etkiyen sistem dinamiği değişimi görülmektedir. Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi için kol uç noktasının hatası ve uygulanan kontrol işareti değişimi ise Şekil 5.24 (a) ve (b) sırasıyla verilmiştir. Şekil 5.24 (c) de ekleme yük olarak etkiyen sistem dinamiği değişimi görülmektedir. Sonuçlar göstermektedir ki; yörünge izleme kontrolünde sürekli işaretli 2-YDKKK algoritması ile çatırtıların azaltılmasında ve yörünge hassas izlenmesinde süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemine göre önemli bir gelişim başarılmıştır.

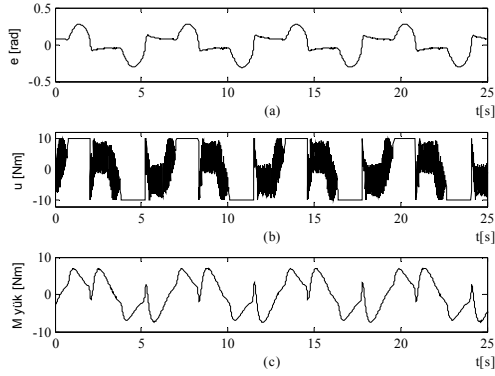
Şekil 5.25 (a) ve Şekil 5.26 (a) da iki kontrol yönteminin belirli bir yörüngeyi izleme kontrolü için referans yörünge olarak farklı bir referans işaret kullanılıp $[0.5\sin(t)]$ sinüsoidal değişime göre kol uç noktasının değişimleri gösterilmiştir. Şekil kiplerinden q_1 titreşimleri her iki YDKKK yöntemi için Şekil 5.25 (b) ve Şekil 5.26 (b) de gösterilmiştir. Şekil kiplerinden q_2 titreşimleri her iki YDKKK yöntemi için Şekil 5.25 (c) ve Şekil 5.26 (c) de gösterilmiştir.



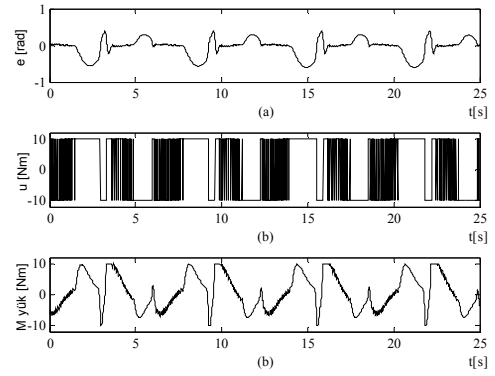
Şekil 5.21 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) y ve y_r b) q_1 c) q_2



Şekil 5.22 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) y_r ve y b) q_1 c) q_2

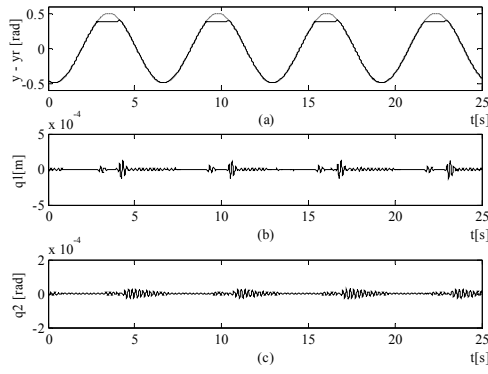


Şekil 5.23 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) e b) u b) $\tau_{yük}$

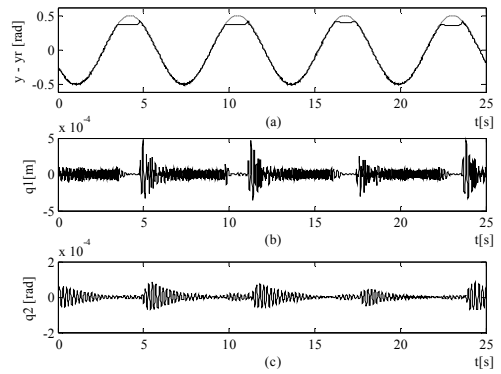


Şekil 5.24 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) e b) u b) $\tau_{yük}$

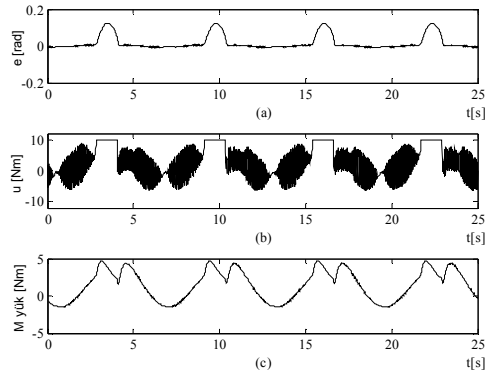
Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi için Şekil 5.27 (a) ve (b) yörünge izleme kol uç noktasının hatasını ve uygulanan kontrol işareti değişimini sırasıyla göstermektedir. Şekil 5.27 (c) de ekleme yük olarak etkiyen sistem dinamiği değişimi görülmektedir. Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi için kol uç noktasının hatası ve uygulanan kontrol işareti değişimi ise Şekil 5.28 (a) ve (b) sırasıyla verilmiştir. Şekil 5.28 (c) de ekleme yük olarak etkiyen sistem dinamiği değişimi görülmektedir.



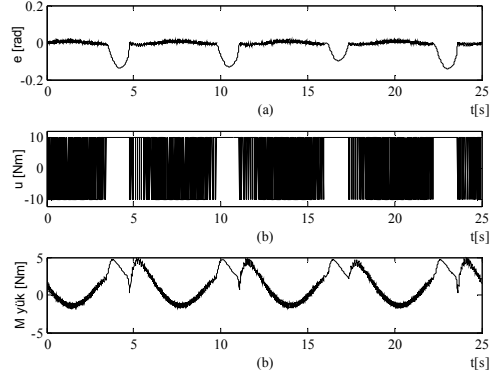
Şekil 5.25 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) referans y ve y_r b) q_1 c) q_2



Şekil 5.26 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) y_r ve y b) q_1 c) q_2



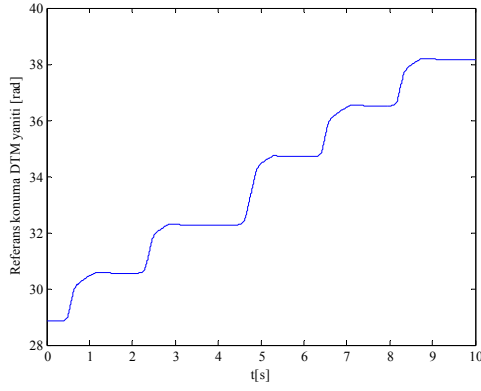
Şekil 5.27 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) e b) u b) $\tau_{yük}$



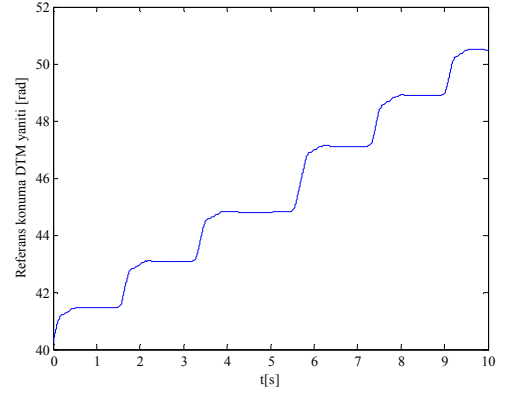
Şekil 5.28 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile a) e b) u b) $\tau_{yük}$

5.2.6 Moment Harmonikleri Analizi

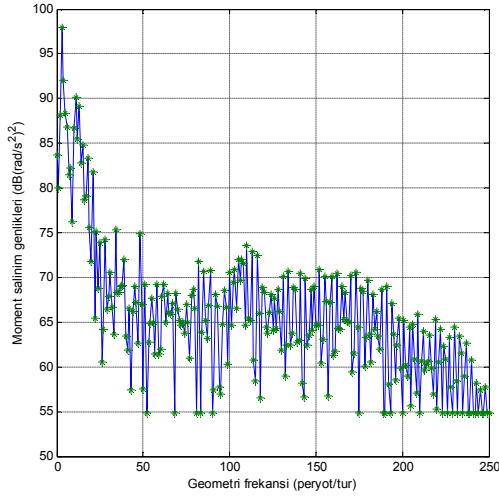
2-YDKKK Yöntemi ile EMRK hareket kontrolü için türetilen kontrolörlerin sistem üzerinde oluşan harmonikleri yok etme yada olumsuz etkilerini en aza indirme başarımlarının incelenmesi ile elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir. Bu amaçla yapılan analiz çalışması Açısal Moment Salınım (Torque Ripple) Analizi için periyodik olarak sistemin hareketi esnasında alınan açısal konum bilgisi (Şekil 5.29 ve Şekil 5.30) kullanılarak hızlı Fourier dönüşümü (Fast Fourier Transform-FFT-) ile sistem üzerinde oluşan harmoniklerin genliği her iki yöntemle türetilen kontrolörler için aşağıda Şekil 5.31 ve Şekil 5.32 de sırasıyla verilmiştir.



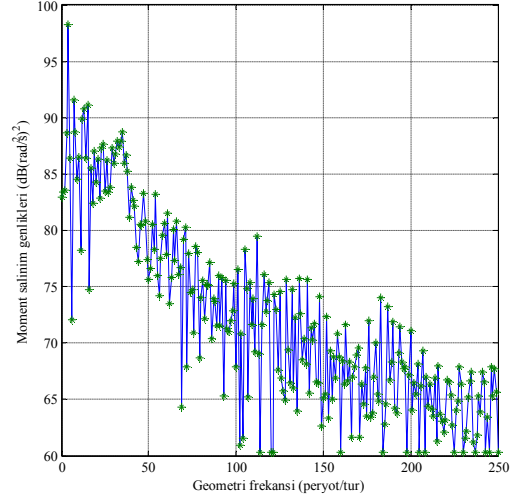
Şekil 5.29 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yönt. ile harmonik analizi referans işaret



Şekil 5.30 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yönt. ile harmonik analizi referans işaret

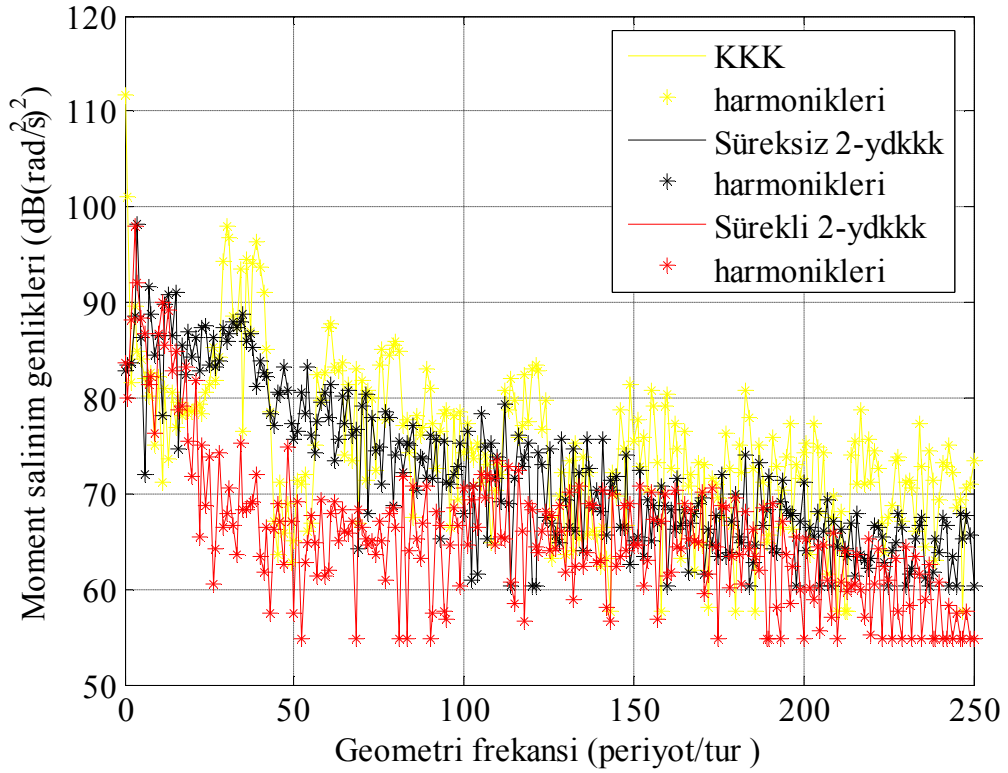


Şekil 5.31 : Sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile sistem harmoniklerin genliği



Şekil 5.32 : Süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile sistem harmoniklerin genliği

Her iki yöntemle elde edilen deneysel sonuçlara sürekli işaretli 2-YDKKK yönteminin etkinliği özellikle yapılan moment harmonikleri analizinde daha iyi görülmektedir. Şekil 5.33 de verilen karşılaştırmalı sonuçlarda KKK yöntemi ile yapılan harmonik analizi de ilave edilmiştir. Bu şekle göre 2-YDKKK yöntemlerinin KKK yönteminden daha iyi olduğu görülmektedir. Sürekli işaretli 2-YDKKK kontrolörü ise sistem harmoniklerini bastırmada etkinliği süreksiz işaretli 2-YDKKK yönteminden üstün olduğu anlaşılmaktadır.



Şekil 5.33 : KKK ve 2-YDKKK yöntemleri karşılaştırmalı FFT analizi

5.2.7 3-YDKKK Yöntemi ile EMRK Kontrolü

Bu bölümde, 3.5.5 ayrıtında *1-SD DT EMRK* hareket kontrolü için *3-YDKKK* yöntemi ile türetilen algoritmanın Şekil 5.1 de fotoğrafı verilen Dsim deney düzeneği kullanılarak gerçekleştirilmesi ile elde edilen gerçek-zamanlı deney sonuçları verilmiştir. Sürekli ve süreksiz kontrol işaretli YDKKK yöntemleri ile türetilen algoritmaların karşılaştırmalı sonuçları farklı durum çalışmaları için alınmıştır.

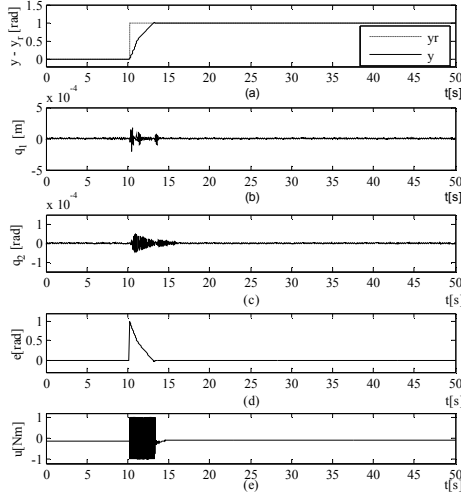
Durum çalışması-1 de; EMRK sisteminin belirlenmiş bir açısal noktayı elde edebilme için yapılan çalışmada referans işaret olarak basamak fonksiyonu kullanılmıştır. Esnek mafsallı robot kol istenen referans değeri elde ettikten sonra, 10 saniye periyotlu darbe fonksiyonu ile sistem sanki tetikleme ile oluşacak bozucu etkisi altında bırakılmıştır. Durum çalışması-2 de farklı uç yükleri kullanılarak bozucu etkisi altında yöntemin dayanıklılığı denenmiştir. Durum çalışması-3 de sinüsoidal tip fonksiyon referans işaret olarak kullanılarak 3-YDKKK yöntemlerinin yörünge izleme kontrol performansları denenmiştir. Son durum çalışmasında ise; farklı uç yüklerinde ve 10 saniye periyotlu darbe fonksiyonu ile sistem sanki

tetikleme ile oluşacak dış bozucu etkisi altında kontrolörlerin dayanıklılık deneyleri yapılmıştır. Yapılan durum çalışmalarında elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir.

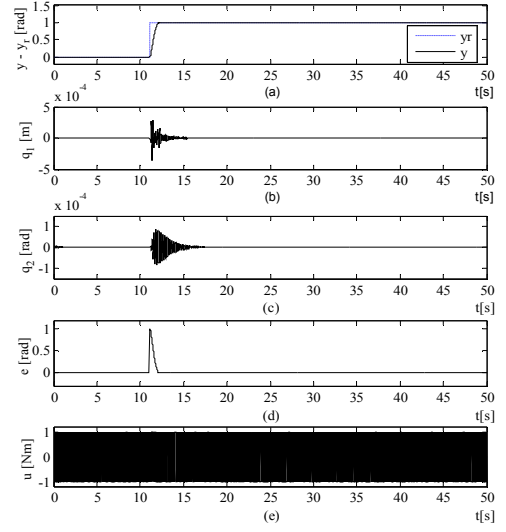
- **Durum-1:** Belirli açısız nokta konumlandırma kontrolü

Bu durum çalışmasında, deneysel Dsim benzetim sonuçları *I-SD DT EMRK* sistemi için 3-YDKKK algoritmaları sürekli ve süreksiz kontrol işaretli yaklaşımlar kullanılarak elde edilmiştir. Adım fonksiyonu, uç noktası referansı $\theta^{ref}=1$ radyan olarak deneyin 10 uncu saniyesi civarında sisteme uygulanmıştır. Sürekli işaretli 3-YDKK kontrolörü için gerekli kazançlar $D_1=1$, $D_2=2$, ve $D_3=76$ değerlerine gerçek-zamanda ayarlanmıştır. Süreksiz işaretli 3-YDKK kontrolörü için gerekli kazançlar $A_1=40$, $A_2=35$, ve $A_3=10$ değerlerine gerçek-zamanda ayarlanmıştır. Bu gerekli kazanç değerlerinin gerçek-zamanlı olarak ayarlanmasında DBT ve Dsim yaklaşımı oldukça kullanıcı dost imkan sağlamaktadır. Bu kolaylığa rağmen süreksiz işaretli 3-YDKKK yöntemi ile türetilen kontrolör kazanç değerlerinin ayarlanması diğer yaklaşıma göre daha zor olmuştur. Şekil 5.34 (a) ve Şekil 5.35 (a) da iki kontrol yönteminin belirli bir açısız nokta kontrolü için performansı görülmektedir. Şekil kiplerinden q_1 titreşimleri her iki YDKKK yöntemi için Şekil 5.34 (b) ve Şekil 5.35 (b) de gösterilmiştir. Şekil kiplerinden q_2 titreşimleri her iki YDKKK yöntemi için Şekil 5.34 (c) ve Şekil 5.35 (c) de gösterilmiştir. Sürekli işaretli 3-YDKKK yöntemi için Şekil 5.34 (d) ve (e) uç konum hatası ve uygulanan kontrol işareti değişimi sırasıyla gösterilmiştir. Süreksiz işaretli 3-YDKKK yöntemi için uç konum hatası ve uygulanan kontrol işareti değişimi ise Şekil 5.35 (d) ve (e) sırasıyla verilmiştir.

Elde edilen deneysel sonuçlara göre her iki yöntemin uç konumlandırma ve şekil kiplerinde oluşan titreşimleri azaltma açısından birbirine yakın performans gösterdiği görülmektedir. Süreksiz işaretli 3-YDKKK kontrolörünün istenen konumu yakalamada daha hızlı olduğu ancak şekil kipleri titreşimlerini söndürmede sürekli işaretli 3-YDKKK yönteminin daha iyi olduğu görülmektedir. Bununla birlikte süreksiz işaretli 3-YDKKK yöntemi ile türetilen kontrolörün kontrol işaretinin kontrolör uygulama limitleri olan 10 Volt sınırlarında ve oldukça titreşimli kontrol işareti üreterek kontrol amacını sağlamaya çalıştığı görülmektedir.



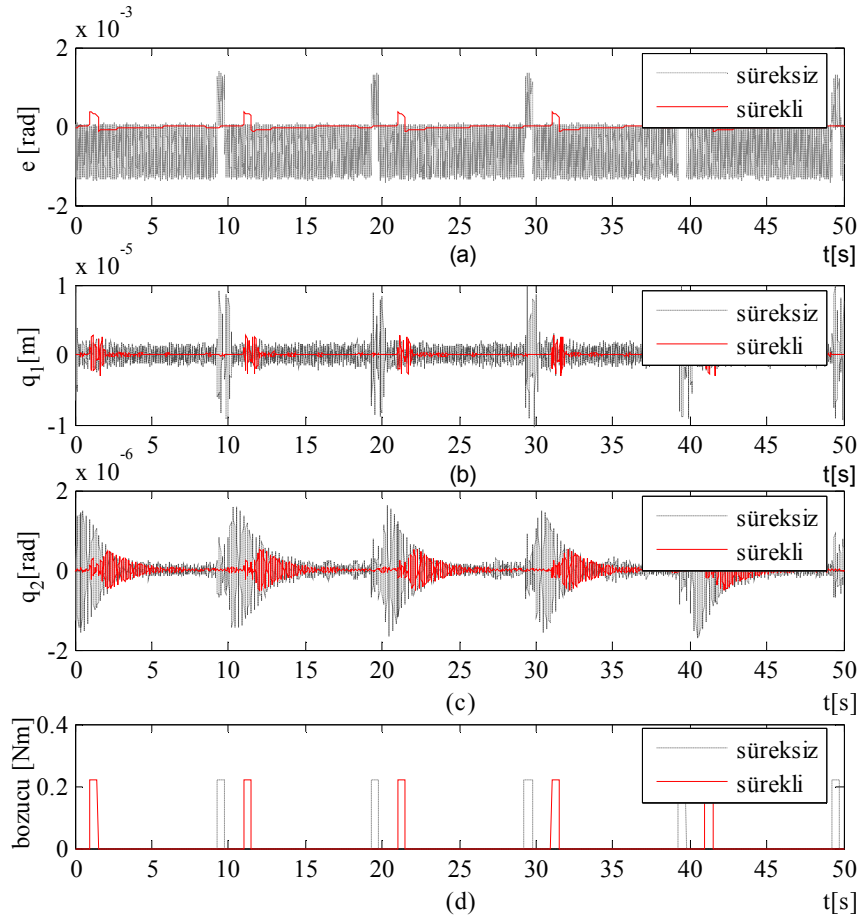
Şekil 5.34 : Sürekli işaretli 3-YDKKK yöntemi ile uç konum kontrolü a) y_r ve y b) q_1 c) q_2 d) “e” e) u



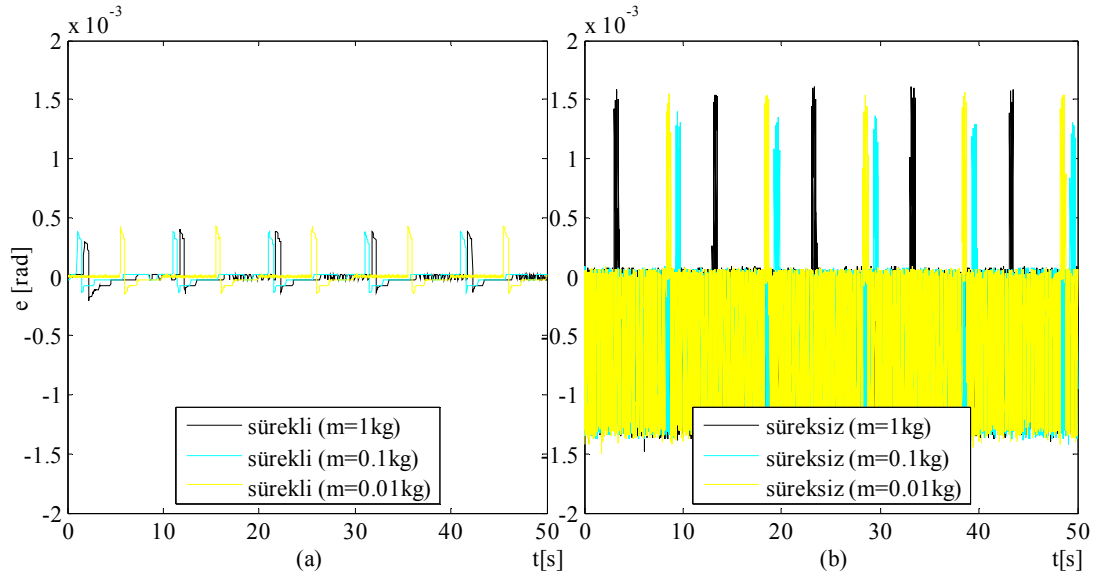
Şekil 5.35 : Süreksiz işaretli 3-YDKKK yöntemi ile uç konum kontrolü a) y_r ve y b) q_1 c) q_2 d) “e” e) u

• **Durum-2:** Dış bozucular altında belirli açısai noktaya konumlandırma kontrolü

Karşılaştırılan 3-YDKKK yöntemleri dış bozucular altındaki belirli açısai noktaya konumlandırma kontrolü performanslarının Dsim kullanılarak deneysel olarak gerçekleştirilmesi ve değerlendirilmesi bu durum çalışmasında ele alınmıştır. İstenen konumun sistem uç noktası tarafından elde edilmesi sonrasında 10 sn. periyotlu darbe fonksiyonu ile kontrol sistemi dış bozuculara maruz bırakılmıştır. Bu durum çalışmasının amacı her iki yönteminde dayanıklılığının (robustness) test edilmesidir. Şekil 5.36 periyodik bozucular altında her iki yöntemin de karşılaştırmalı sonuçlarını göstermektedir. Şekil 5.36 (a) uç konum hatalarını, (b) ve (c) şekil kiplerindeki değişimleri gösterir. Bu durum çalışması için, Dsim deneylerinde uygulanan dış bozucu periyodik bozucunun değişimleri ise Şekil 5.36 (d) görülmektedir. Yöntemler dayanıklılık deneyleri açısından ayrıca farklı uç yükleri ($m_a=0.01$ kg.; $m_b=0.1$ kg.; $m_c=1$ kg) için incelenmiştir. Şekil 5.37 (a) ve (b) uç konum hatalarını her iki yöntem olan sürekli işaretli ve süreksiz işaretli 3-YDKKK yöntemleri için verilmiştir.



Şekil 5.36 : Sürekli ve sürekli 3-YDKKK yöntemlerinin periyodik bozucu altında karşılaştırılması (a) e (b) q_1 (c) q_2 (d) τ_{pb}



Şekil 5.37 : Farklı uç yüklerinde 3-YDKKK yöntemleri ile uç konumlandırma hatası “ e ”
a) sürekli işaretli (b) sürekli işaretli

Belirli konumu elde eden sistemin dış bozu ile zorlanması esasına dayanan bu durum çalışmasının sonuçları göstermektedir ki; sürekli işaretli 3-YDKKK yöntemi dış bozuculara karşı daha dayanıklı olduğudur. Bununla birlikte farklı uç yüklerine göre alınan sonuçlara göre de sürekli işaretli 3-YDKKK yöntemi daha iyidir. Bununla birlikte; her iki yöntemin kendi içlerinde yük değişimlerinden fazla etkilenmediği söylenebilir.

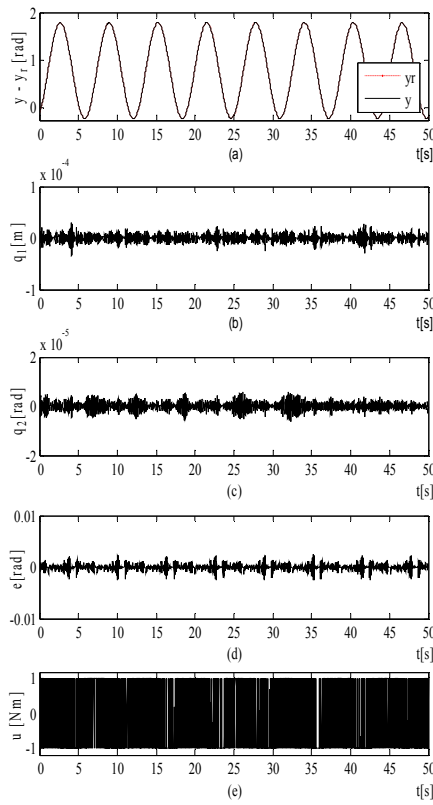
- **Durum 3:** Yörünge-izleme kontrolü

Bu durum çalışmasında, Dsim deneysel sonuçları *ISD DT EMRK* için Tablo 5.1 de verilen sistem parametreleri kullanılarak ve 3-YDKKK yöntemi ile türetilen kontrolörler için sinüs fonksiyonu kol uç konum yörünge referansı olarak kullanılarak elde edilmiştir. Kol uç konum yörünge hareketi olarak verilen sinüs fonksiyonu $[\sin(t) + (\pi/4)]$.ile tanımlıdır. Sürekli işaretli 3-YDKKK kontrolörü için gerekli kazanç değerleri $D_1=50$, $D_2=50$, ve $D_3=150$ olarak gerçek.zamanlı yapılan deneyler ile ayarlanmıştır. Süreksiz işaretli 3-YDKKK kontrolörü için gerekli kazanç değerleri de $A_1=40$, $A_2=35$, ve $A_3=10$ olarak gerçek.zamanlı yapılan deneyler ile ayarlanmıştır. Dsim ve DBT gerekli kontrolör kazançlarının ayarlanmasında gerçek-zamanlı yapılan deneylerle oldukça kullanışlıdır ve kullanıcı-dost bir yaklaşımdır.

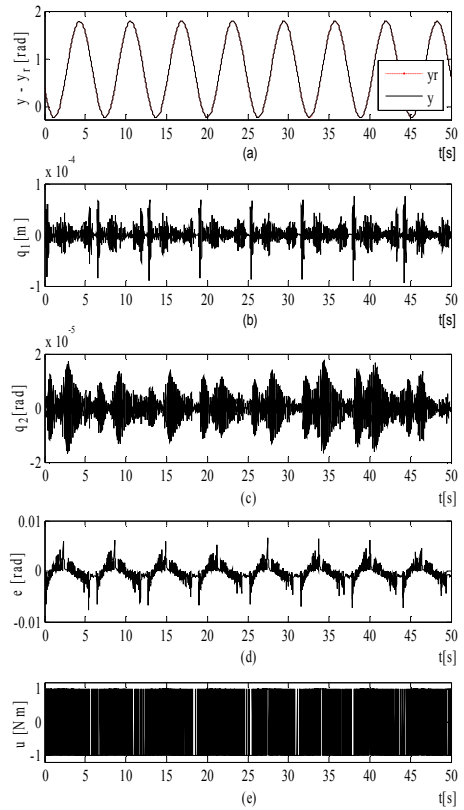
Bu durum çalışması, her iki YDKKK yöntemleri ile türetilen kontrolörlerin yörünge izlemedeki başarımının denenmesi amaçlanmıştır. Şekil 5.38 (a) ve Şekil 5.39 (a) da iki kontrol yönteminin belirli bir yörüngeyi izleme kontrolü için referans yörünge olarak kullanılan sinüsoidal değişime göre kol uç noktasının değişimleri gösterilmiştir. Şekil kiplerinden q_1 titreşimleri her iki YDKKK yöntemi için Şekil 5.38 (b) ve Şekil 5.39 (b) de gösterilmiştir. Şekil kiplerinden q_2 titreşimleri her iki YDKKK yöntemi için Şekil 5.38 (c) ve Şekil 5.39 (c) de gösterilmiştir. Sürekli işaretli 3-YDKKK yöntemi için Şekil 5.38 (d) ve (e) yörünge izleme kol uç noktasının hatasını ve uygulanan kontrol işareti değişimini sırasıyla göstermektedir. Süreksiz işaretli 3-YDKKK yöntemi için kol uç noktasının hatası ve uygulanan kontrol işareti değişimi ise Şekil 5.39 (d) ve (e) sırasıyla verilmiştir. Sonuçlar göstermektedir ki; yörünge izleme kontrolünde sürekli işaretli 3-YDKKK algoritması ile çatırtıların azaltılmasında ve yörünge hassas izlenmesinde önemli bir gelişim başarılmıştır.

- **Durum 4:** Yörünge-izleme kontrolü (Dış Bozucular Altında)

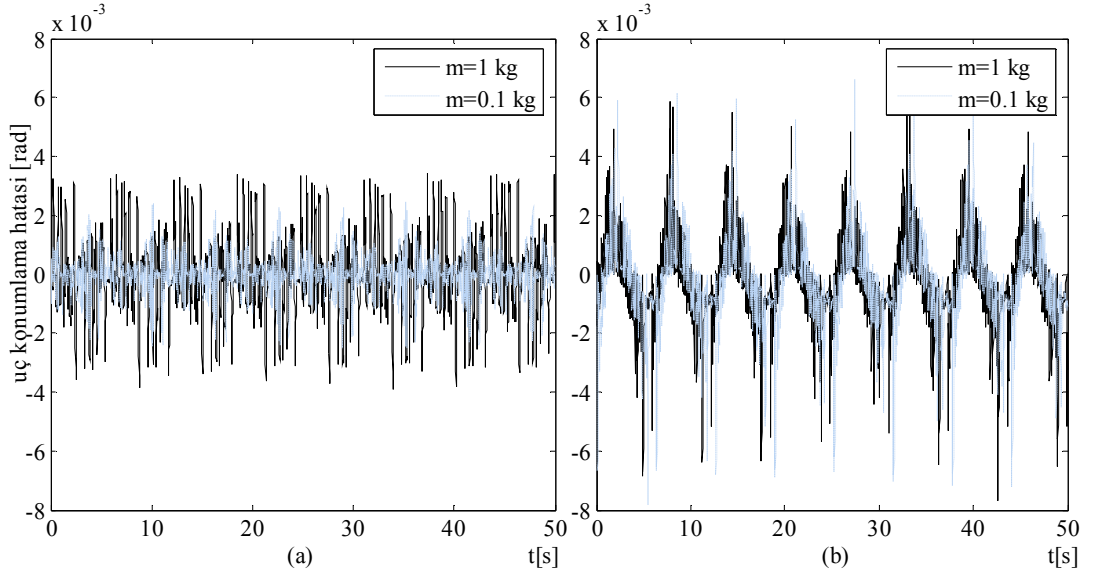
3-YDKKK yöntemleri bu durum çalışmasında, farklı uç yükleri ve sisteme uygulanan periyodik bozucu altında yörünge izleme performansları denenmiştir. Bu denemelerle yörünge izlemede 3-YDKKK yöntemleri kullanılarak türetilen kontrolörlerin dayanıklılık performansları Dsim ortamında alınan deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Dsim deneylerinde periyodik bozucu sistemin yörünge izleme yaparken robot kol uç noktasının istenen yörüngeyi yakalaması ve düzenli hareketi elde etmesi sonrası yani 10 sn.de darbe fonksiyonu ile uygulanmıştır. Bu durum çalışmasına ait sonuçlar aşağıdaki şekillerde verilmiştir. Şekil 5.40 (a) ve (b) farklı uç yüklerinde kol uç noktasına göre yörünge izleme hatası verilmiştir ($m_a=1$ kg.; $m_b=0.1$ kg).



Şekil 5.38 : Sürekli işaretli 3-YDKKK yöntemi ile yörünge izleme kontrolü
a) y_r ve y b) q_1 c) q_2 d) e e) u



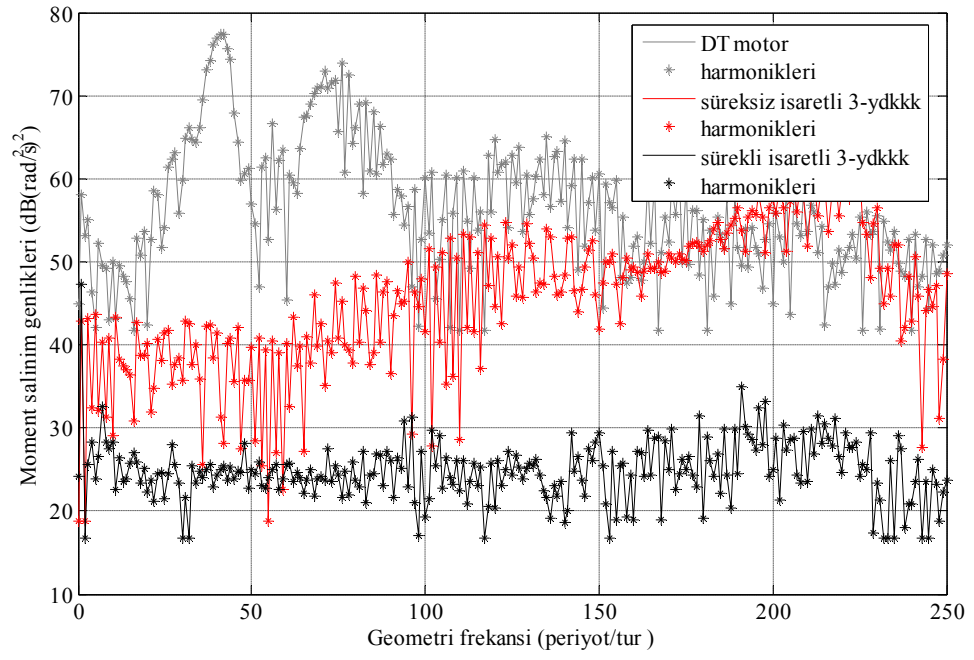
Şekil 5.39 : Süreksiz işaretli 3-YDKKK yöntemi ile yörünge izleme kontrolü
a) y ve y_r b) q_1 c) q_2 d) e e) u



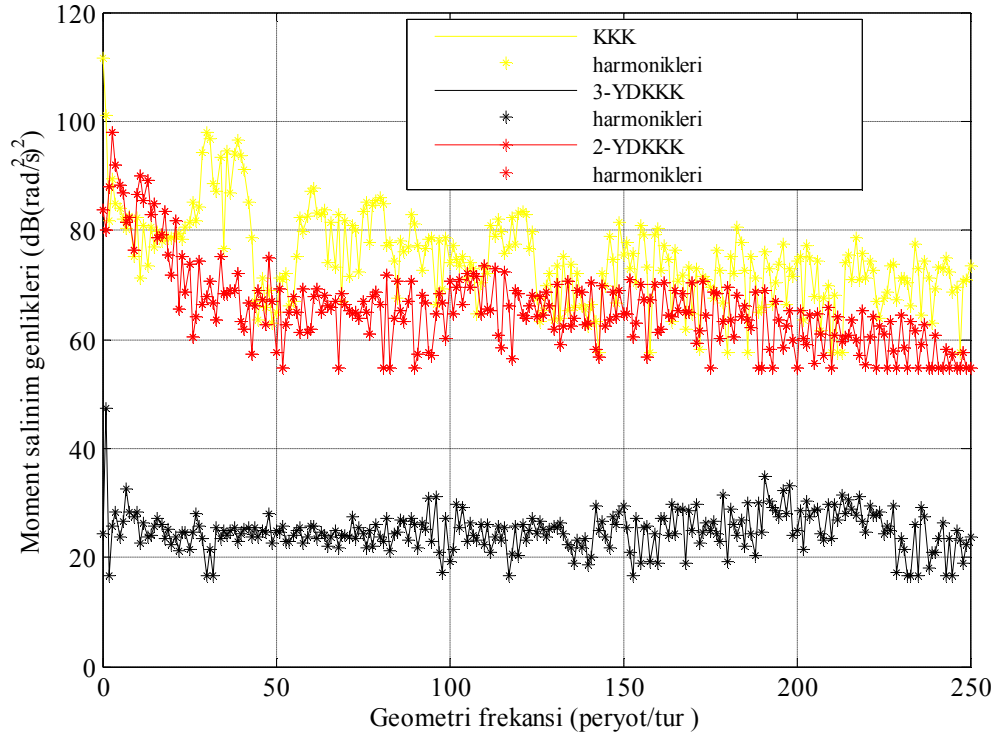
Şekil 5.40 : 3-YDKKK yöntemlerinin farklı uç yüklerinde yörünge izleme kontrolü uç noktası yörünge izleme hatası “ e ” (a) Sürekli işaretli 3-YDKKK yöntemi (b) Süreksiz işaretli 3-YDKKK yöntemi

5.2.8 Moment Harmonikleri Analizi

Bu çalışma kapsamında EMRK hareket kontrolü için 3-YDKKK yöntemleri ile türetilen kontrolörlerin sistem üzerinde oluşan harmonikleri bastırma etkileri bir Hızlı-Fourier Dönüşüm (Fast Fourier Transform -FFT-) analizi ile gerçekleştirilmiştir. Dsim deneyleri süresince rampa fonksiyonu şeklinde referans bir işaret sisteme uygulanmıştır. Sisteme ait mevcut harmoniklerin belirlenmesi amacıyla $P=0.5$ ve $D=0.1$ olan düşük kazançlı bir PD kontrolör ile deney yapılmıştır. Her iki 3-YDKKK kontrolörü ile yapılan benzer deneylerle elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak gösterebilmek için Şekil 5.41 da verilmiştir. Yapılan analiz sonucu sürekli işaretli 3-YDKKK kontrolörünün sistem harmoniklerini bastırma açısından daha etkili olduğu görülmektedir. Süreksiz işaretli 3-YDKKK kontrolörünün harmoniklerin yüksek frekanslı bileşenlerinde etkinliği azalmaktadır. Şekil 5.42 kayma kipli kontrol yöntemi, sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ve sürekli işaretli 3-YDKKK yöntemi arasındaki değerlendirmeyi vermektedir. Motor dinamiklerinde hesaplamalara katılarak türetilen 3 ncü dereceden YDKKK yönteminin etkinliği ve DT sistemler için özellikle motor dinamiklerinin kontrol tasarım hesaplamalarına katılması gerekliliği bu analize göre söylenebilir.



Şekil 5.41 : 3-YDKKK yöntemleri karşılaştırmalı FFT analizi



Şekil 5.42 : KKK, 2-YDKKK ve 3-YDKKK yöntemleri FFT analizi

5.3 Pendubot

Pendubot denge noktası kontrolü için bu çalışma kapsamında, Tablo 3.1de verilen denge noktalarından en zoru olan *Denge-III*, yani $q_1=\pi/2$ ve $q_2=0$ noktası ele alınmıştır. Tablo 5.2 de verilen sistem parametreleri kullanılarak sonuçlar elde edilmiştir.

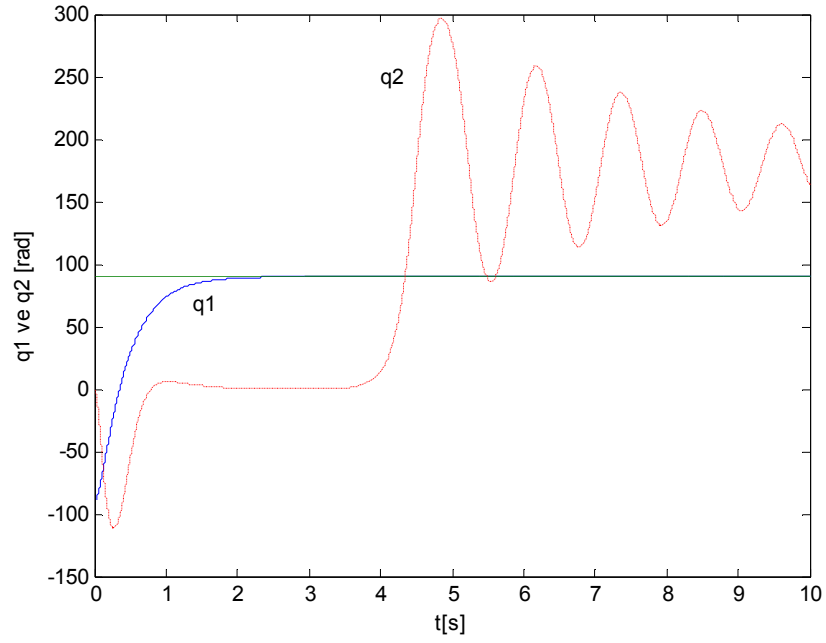
Tablo 5.2 : Pendubot Sistem Parametreleri

Birinci mafsal kütlesi ₁ (kg)	m_1	6
İkinci mafsal kütlesi (kg)	m_2	4
Birinci mafsal uzunluğu (m)	l_1	0.52
İkinci mafsal uzunluğu (m)	l_1	kullanılmıyor
Yer çekimi ivmesi (m/s^2)	g	9.81
1nci maf. ağırlık merkezi uzaklığı(m)	l_{c1}	0.3
2nci maf. ağırlık merkezi uzaklığı(m)	l_{c2}	0.29

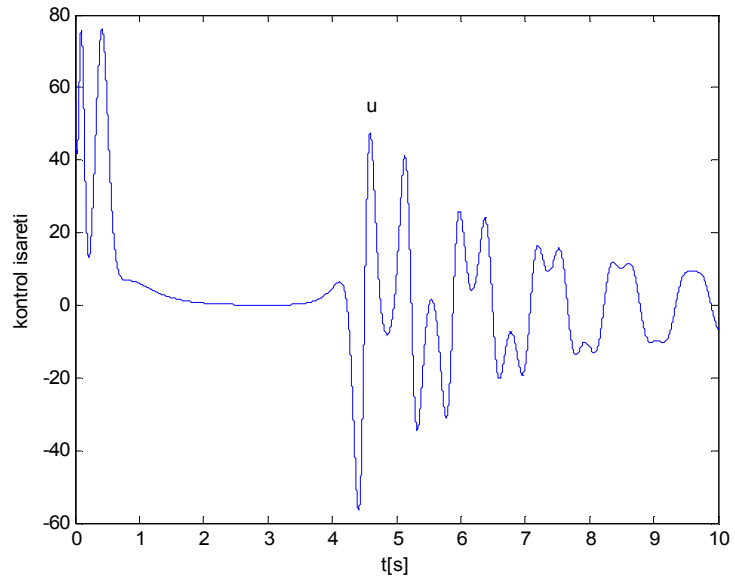
5.3.1 KGDK Yöntemi ile Denge Kontrolü

Bu yöntemle türetilen kontrol algoritmasının bilgisayar benzetimi için; başlangıç koşulları $q(0)=[\pi/2;0]$ ve *PD* kontrolör katsayıları; $K_p=33.4959545$ ve $K_d=15$ olarak alınmıştır. Başlangıç noktalarına göre algoritma çalıştırıldığında q_1 ve q_2 değişkenlerinin konumlarına ait değişimler Şekil 5.43 de verilmiştir. Aktif değişken olan ve birinci link konumlandırma kontrolü yaklaşık 1.5 saniyede yaklaşık sıfır hata ile başarılırken, diğer değişkenin bu başarımla sonrası kararsız denge noktası kontrolü amacı 3 sn ile gerçekleştirilmektedir. Daha sonra ikinci eklem konumunun 180 derece civarında azalan salınımlarla durduğu görülür. Şekil 5.44 de bu uygulama için pendubot tahrik elemanına gönderilen kontrol işaretinin zamana göre değişimi görülmektedir. Pendubot gibi laboratuvar tipi eksik tahrikli robot manipülatörün kontrolünü esas alan veya türetilen algoritmaların genellikle denge ve salınım kontrolü olarak iki kontrol amacına dönük çalışmalar literatürde görülmektedir. Genellikle KGDK yöntemi ile denge noktasından, kararsız denge noktası civarına getirilen sistemin anahtarlama ile doğrusal kontrol yöntemlerine devredilip amacın sağlandığı görülmektedir. Yapılan bu çalışmada anahtarlama ile bir başka yöntemle geçiş yapılmaksızın elde edilebilecek başarımla gösterilmeye çalışılmıştır. Bilgisayar benzetimi ile dahi elde edilebilecek başarımla şekillerde verilmiştir. Sistem

parametrelerine duyarlı ve modele bağılı bu yöntemle; modellenemeyen dinamikler ve pendubot sıfır dinamikleri etkisi ile Dsim deneysel ortamında başarımlı sağlanamamıştır.



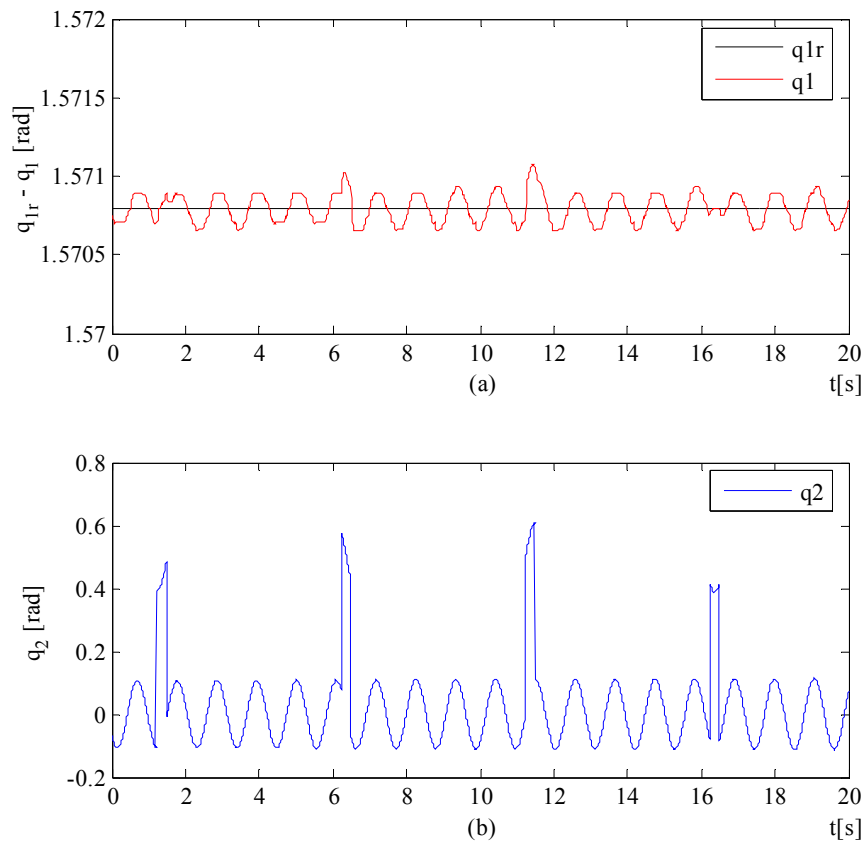
Şekil 5.43 : PD Tabanlı KGDK Yöntemi ile q_1 ve q_2 Konumları



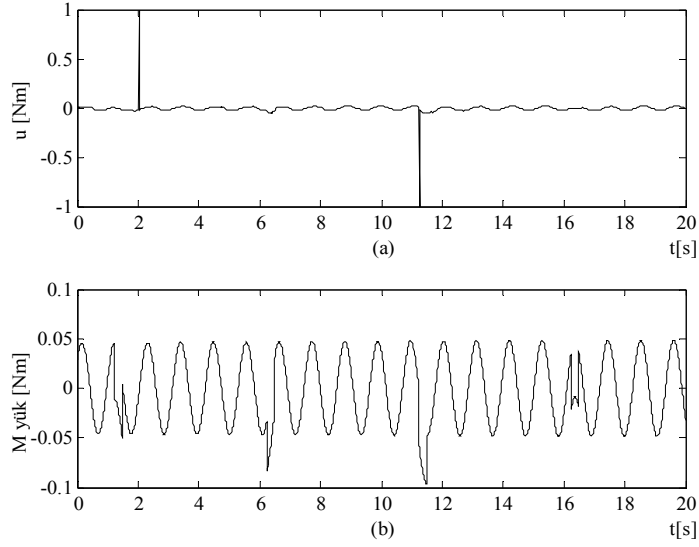
Şekil 5.44 : Uygulanan Kontrol İşareti

5.3.2 3-YDKKK Yöntemi ile Denge Kontrolü

Bu tez çalışması kapsamında, esnek mafsallı robot kol sisteminin hareket kontrolunda oldukça iyi sonuçlar elde edilen bu yöntemin eksik tahrikli robot manipülatörlerin kontrolunda kullanılabileceğini göstermek amacı ile yöntem pendubot denge kontroluna uygulanmıştır. Pendubot birinci ekleminde bulunan tahrik elemanının doğrudan tahrikli motor olduğu varsayımı ile motor dinamiklerinin de hesaplamalara katıldığı pendubot denge kontrolörü tasarlanmış ve bu kontrolör ile elde edilen sonuçlar aşağıdaki şekillerde verilmiştir. Şekil 5.45 de q_1 ve q_2 değişkenlerinin denge kontrolu deneyi süresince değişimi görülmektedir. Dsim deney düzeneği kullanılarak kontrolör gerçekleştirilmiş ve pendubot birinci mafsalı $q_1=\pi/2$ radyan ve ikinci mafsalı $q_2=0$ radyan civarında deney başlatılmış sonuçta 3-YDKKK yöntemi ile türetilen algoritma ile denge kontrolu sağlanmıştır. Şekil 5.46 (a) da deney süresince uygulanan kontrol işaretinin değişimi görülmektedir. Şekil 5.46 (b) de ise pendubot tahrik motoruna yük olarak yansıyan sistem dinamiğinin değişimi görülmektedir.

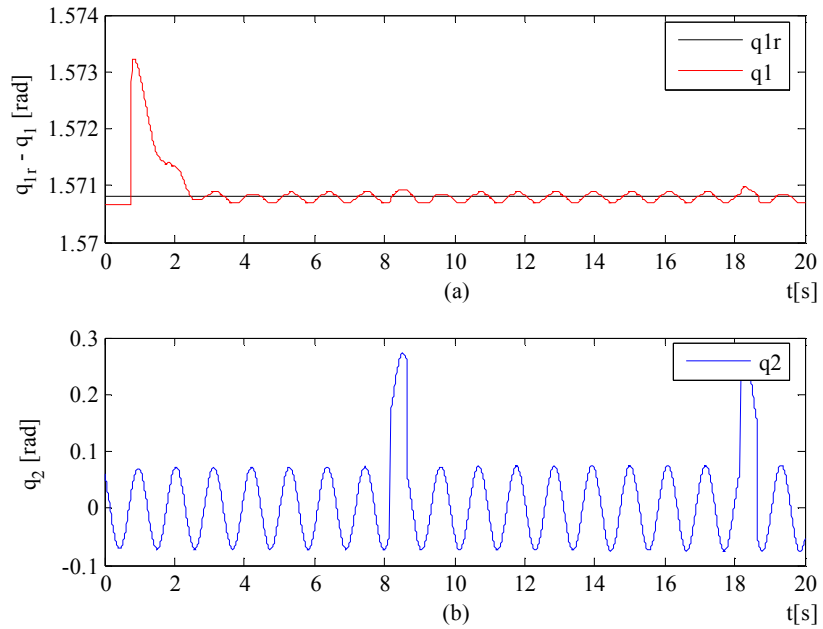


Şekil 5.45 : Pendubot için 3-YDKKK yöntemi ile denge kontrolu a) $q_{1r} - q_1$ b) q_2

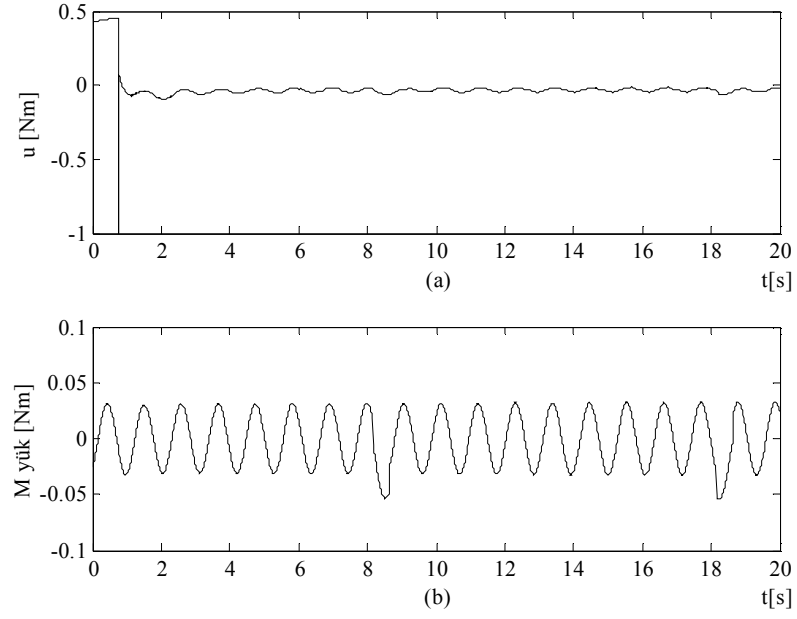


Şekil 5.46 : a) Kontrol işareti b) Pendubot dinamiği ($\tau_{yük}$)

Şekil 5.47 ve Şekil 5.48 aynı kontrol amaçlı yapılan bir başka deneyin sonuçlarını vermektedir. Şekillerdeki değişimlerden de görüldüğü gibi q_1 açısal değişkenindeki küçük sapmalar q_2 açısal değişkeninde daha büyük genlikli sapmalara neden olmakta ve daha sonra kontrolör etkisi ile denge konumu küçük salınımlarla sağlanmaya devam edilmektedir.

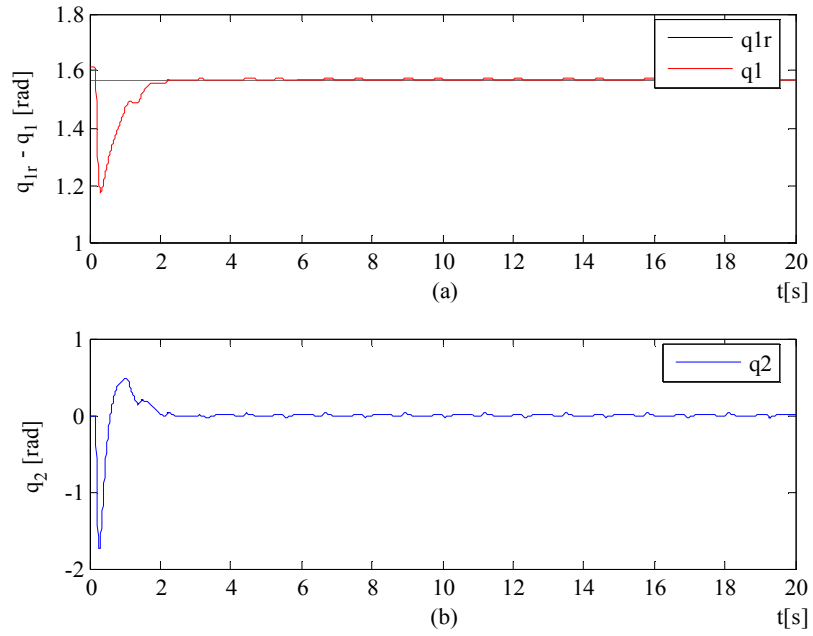


Şekil 5.47 : Pendubot için 3-YDKKK yöntemi ile denge kontrolü a) $q_{1r} - q_1$ b) q_2

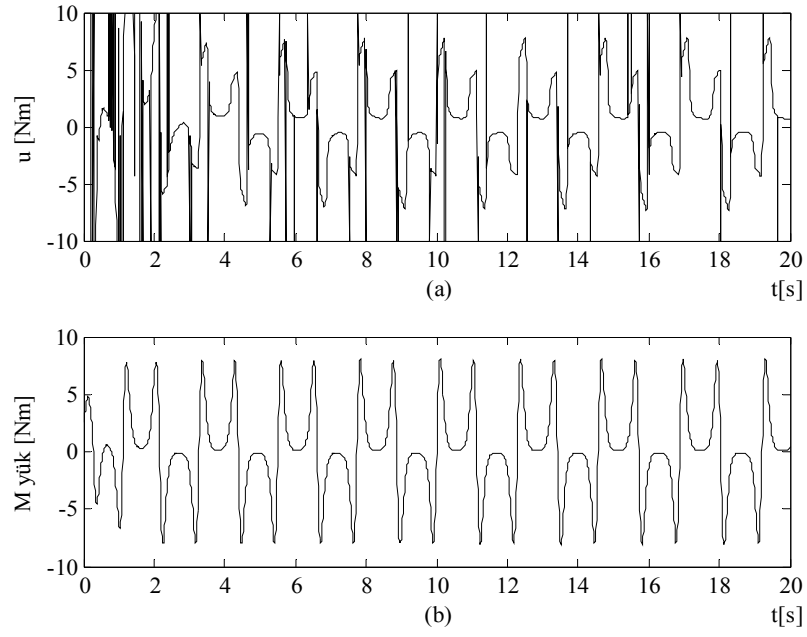


Şekil 5.48 : a) Kontrol işareti b) Pendubot dinamiği ($\tau_{yük}$)

Şekil 5.49 ve Şekil 5.50 aynı kontrol amaçlı ancak $q_1=1.61$ radyan olarak başlangıç koşulu değiştirilerek elde edilen sonuçlar görülmektedir. Şekillerdeki değişimlerden



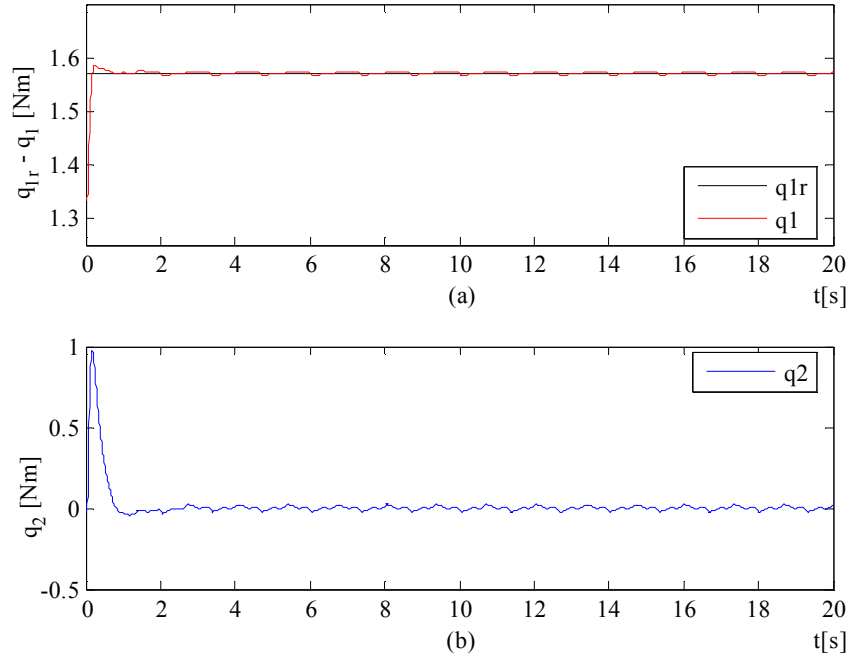
Şekil 5.49 : Pendubot için 3-YDKKK yöntemi ile denge kontrolü a) $q_{1r} - q_1$ b) q_2



Şekil 5.50 : a) Kontrol işareti b) Pendubot dinamiği ($\tau_{yük}$)

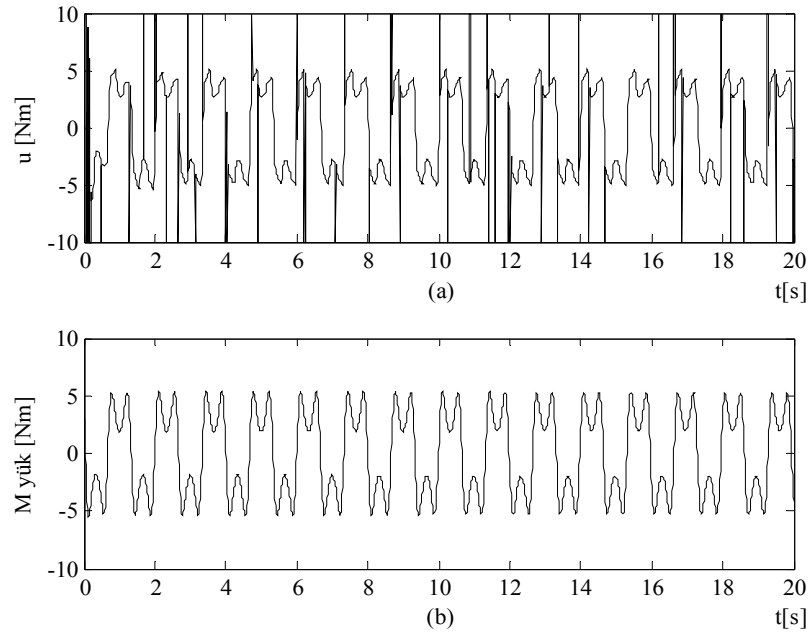
de görüldüğü gibi q_1 açısal değişkenindeki deney başındaki büyük sapma aynı şekilde q_2 açısal değişkeninde daha büyük genlikli sapmalara neden olmakta ve daha sonra kontrolör etkisi ile denge konumu küçük salınımlarla sağlanmaya devam edilmektedir. Ancak kontrol işareti ve sistem dinamiğinin değişimlerinde Şekil 5.50 dende görüldüğü gibi daha büyük genlikli hareketler görülmektedir. Başlangıç koşulundaki bu farklılık sonucu sistem dinamiğinin eklem motoruna yük etkisi daha fazla olmakta ve kontrolör sistemi dengede tutmak için daha büyük genlikli kontrol işaretleri üretmek zorunda kalmaktadır.

Şekil 5.51 ve Şekil 5.52 pendubot denge kontrolünü zorlaştıracak şekilde başlangıç noktalarını değiştirilerek yapılan deneyin sonuçlarını vermektedir. Pendubot birinci mafsalsal açısal değişkeni $q_1=82$ dereceden $q_2=5$ dereceden başlatılmış yakalama açısı genişletilmiştir. Bu sonuçlara göre denge kontrolünde 3-YDKKK yönteminin pendubot denge kontrolünde etkinliği gösterilmiştir.



Şekil 5.51 : 3-YDKKK yöntemi ile denge kontrolü (geniş yakalama açısı)

a) q_{1r} & q_1 b) q_2



Şekil 5.52 : Denge kontrolü (geniş yakalama açısı) a) kontrol işareti b) Pendubot dinamiği ($\tau_{yük}$)

6 DEĞERLENDİRME VE SONUÇ

Bu tez çalışmasında, dayanıklı kontrol yöntemleri kullanılarak türetilen yüksek performanslı kontrolörlerle eksik ve doğrudan tahrikli robot manipülatörlerinin (ETRM) kontrolü için kontrol sistemi tasarımı ele alınmıştır. İncelenen yöntemlerle türetilen kontrolörler donanımlı benzetim tekniği kullanılarak gerçekleştirilmiş ve deneysel olarak performans değerlendirmeleri donanımlı simülörde yapılmıştır.

Dinamik modelinde yer alan şekil kipleri nedeniyle, *1-SD EMRK* ve iki eklemlili, eklemlerinden biri tahrikli diğeri tahriksiz olan iki serbestlik dereceli *PENDUBOT* sistemleri ETRM olarak türetilen kontrolörlerin denenmesinde kontrol edilen sistem olarak kullanılmıştır.

Uç noktasında yük bulunan *1-SD EMRK* hassas hareket kontrolü ve *PENDUBOT* kararsız denge noktasındaki denge kontrolü problemi ele alınmıştır. Özellikle *EMRK* sisteminin hafif ve esnek yapısı ile hafif yapılu uzay robot manipülatörü olarak kullanılabileceği öngörülürse; çalışma esnasında oluşan esneme, titreşimler ve farklı kütlelere sahip uç yükü ile birlikte hareket kontrolünün sadece eklem motoruna uygulanabilen kontrol işareti ile sağlandığı düşünülürse yüksek performanslı kontrolör gerekliliği açıktır. Bununla birlikte tek eklemlili esnek mafsallı kol yapısı; uzun menzilli atış yapabilen, hafif yapılu, uzun namlulu yeni nesil bir silah sistemi olarak kullanılabileceği bu tez çalışmasında düşünülmüştür. Buna göre ateşleme anında oluşabilecek dış bozucular periyodik darbe fonksiyonu olarak ilave bozucu olarak dikkate alınmıştır. Uzun menzilli konvansiyel bir top namlusu olarak esnek kol sisteminin hassas konumlandırması ve dış bozuculardan etkilenmeyen kontrol sistemi gerekliliği değerlendirildiğinde; dayanıklı kontrol sistemine sahip *EMRK* sisteminin kontrolü probleminin önemi bir kat daha artmaktadır.

Bu tezde, esnek mafsallı robot kol sisteminin kullanılabileceği alanlarda gözönüne alınarak; hassas konum ve yörünge izleme kontrolü için kontrolör tasarımı; kısmi geribesleme doğrusallaştırma kontrol, kayma kipli kontrol ve yüksek dereceli kayma kipli kontrol yöntemleri kullanılarak çalışılmıştır. Tasarlanan kontrolörlerin

donanımlı benzetim tekniği ile donanımlı simülatör kullanılarak gerçekleştirilmiş ve deneysel olarak performans değerlendirmeleri yapılmıştır.

Önerilen kontrolörlerden olan sürekli kontrol işaretli 3ncü dereceden yüksek dereceli kayma kipli kontrol yöntemi, güncel bir yaklaşım olan süreksiz kontrol işaretli 3ncü dereceden yüksek dereceli kayma kipli kontrol yöntemi ile karşılaştırılmıştır. DT esnek mafsallı kolun bütün sistem dinamikleri de gözönüne alınarak iç ve dış belirsizliklere karşı dayanıklılığı ve referans işareti izleme hassasiyetine ait karşılaştırmalı sonuçların değerlendirilmesi amaçlanmıştır. YDKKK yöntemlerinin deneysel değerlendirmesi gerçekleştirilmiştir. Donanımlı simülatör ile yapılan deneysel karşılaştırmada, sadece konum ve yörünge izleme performansları değil, harmonik analizi de yapılarak, sistem harmonikleri açısından yöntemlerin etkinliğinin değerlendirmesi yapılmıştır. Kontrol edilen sistemlerde eklem motoru olarak doğrudan tahrikli motorların kullanıldığı göz önüne alındığında, bütün sistem dinamik etkilerinin, eklem motorunda aktarma organı olmaması nedeniyle, doğrudan motor miline ve dolayısı ile motor harmoniklerine etkisi olacaktır. Tasarlanan kontrolörlerin sistem harmonikleri üzerindeki etkisinin de incelenmesi bu açıdan önem kazanmaktadır.

Bu çalışmada; kontrol edilen ETRM sistemleri doğrudan tahrikli motor içermektedir. DT sistem yanıtının hassasiyetini artırmak için kontrol sistemi tasarlama işlemlerinde tahrik elemanları ve sistem yapısal esneklikleri hesaplamalarda gözönüne alınarak YDKKK yöntemleri geliştirilmiştir. *1-SD DT EMRK* sisteminin belirli bir açısal konum ve yörünge izleme kontrolü için iki farklı yüksek dereceli kayma kipli kontrol yöntemi ile kontrolörler türetilmiştir. Sistem uç noktasında titreşimlere sebep olan ve çatırtı olarak adlandırılan kayma kipli kontrol yöntemlerinin olumsuzluğu olarak nitelenebilecek işaretleri azaltmak ve hatta yok etmek için geliştirilen YDKKK yöntemlerinden birisi süreksiz kontrol giriş işareti üreten diğeri ise sürekli kontrol giriş işareti üreten yöntemlerle EMRK için kontrolörler türetilmiştir. Belirsizliklere sahip ve dış bozucular altında *1-SD DT EMRK* sisteminin hassas konumlandırma ve hedefleme kontrolü için tasarlanan kontrol algoritmalarının performansı donanımlı simülatörle deneysel olarak değerlendirilmiştir. Ele alınan 2nci ve 3 üncü dereceden farklı iki YDKKK yöntemleri için farklı durum çalışmaları ile gerçek-zamanda Dsim kullanılarak yapılan deneylerde alınan karşılaştırmalı sonuçlarla değerlendirilmiştir. Ele alınan yöntemler içinde özellikle; 3-YDKKK yöntemleri, yüksek dereceli kayma

kipli kontrolörlerden beklendiği gibi kontrol sistemi olarak dayanıklı ve kesin performans gösterdikleri Dsim deneysel sonuçları ile doğrulanmaktadır. Dsim deneysel sonuçlarına bakıldığında; sürekli kontrol işaretli 3-YDKKK yöntemi hassas konumlandırma ve yörünge takibi kontrolünde hassasiyetin artırılabilmesi açısından süreksiz kontrol işaretli 3-YDKKK yönteminin üzerinde performansa sahiptir.

Doğrudan tahrikli esnek mafsallı robot kol hareket kontrolü için ele alınan doğrusal olmayan yöntemlerden, kimsi geribeslemeli doğrusallaştırma kontrol yöntemi ile türetilen kontrolör; bilgisayar benzetimi ile gerçekleştirilmiş ve sonuçlar alınmıştır. Ancak parametrelere bağlı bu yöntemin Dsim ortamında deneysel olarak gerçekleştirilmesi yapılamamıştır. Deneysel ortamda özellikle doğrudan tahrikli motorlar olması ve motor değişken dinamiklerinin de etkiliği olduğu değerlendirilmektedir.

Yeni sürekli kontrol işaretine sahip 2-YDKKK yöntemi ile türetilen kontrolör süreksiz işaretli 2-YDKKK yöntemi ile tasarlanan kontrolörün üzerinde hareket kontrolünde başarımlı sağlamıştır. Doğrudan tahrikli esnek mafsallı robot kol hareket kontrolü için tasarlanan sürekli işaretli 2-YDKKK kontrolörü bu tez çalışmasını katkılarından biridir.

Doğrudan tahrikli motor dinamiklerinin de hesaplamalara katılarak sistem göreceli derecesinin artırılıp tasarlanan yeni sürekli işaretli 3-YDKKK kontrolörü, süreksiz işaretli 3-YDKKK kontrolörünün üzerinde performans sağlaması ve türetilen bu kontrolör yapısı bu tez çalışmasının önemli katkılarındandır.

Doğrudantahrikli sistemlerde motor mil salınımlarının sistem hareketine olumsuz katkısı ve sistem dinamiklerinin motor milinde oluşturduğu olumsuz salınım etkisi karşılıklıdır. Motorda oluşan bu istenmeyen harmoniklerin tasarlanan kontrolörlerle bastırılması gerekir. Tasarlanan kontrolörlerin motor milinde salınımlara neden olan harmonikleri bastırması açısından incelenmesi doğrudan ve eksik tahrikli robot manipulatorlerinin kontrolü için yapılan çalışmalarda yazarın bilgisi dahilinde literatürde karşılaşılmamıştır. Türetilen sürekli işaretli 2nci ve 3ncü dereceden YDKKK kontrolörlerinin motor moment salınımlarını bastırması açısından analizi yapılmıştır. Bu incelemeden de açıkça görülmektedir ki sürekli işaretli 2nci ve 3ncü dereceden YDKKK kontrolörleri, süreksiz işaretli kontrolörlerin üzerinde performansa sahiptir.

Bu tez çalışmasının katkısı olarak; sürekli işaretli kayma kipli kontrol yöntemi ile türetilen kontrolör, yeni sürekli işaretli 2-YDKKK yöntemi ile tasarlanan kontrolör ve motor dinamiklerinin de hesaplamalara dahil edilerek yeni sürekli işaretli 3-YDKKK yöntemi ile türetilen kontrolör performansları kendi aralarında moment salınımlarını bastırmaları açısından harmonik analizleri yapılarak karşılaştırılmıştır. Beklenildiği gibi motor dinamiklerinin hesaplamalara katılması ile elde edilen sürekli işaretli 3-YDKKK kontrolörü diğer iki yöntemin üzerinde performansa sahip olduğu görülmektedir. Buradan elde edilen sonuca göre; özellikle doğrudan tahrikli sistemlerin hasas hareket kontrolü için tasarlanan kontrolörlerin hesaplamalarında mekanik dinamiklerin yanında motor dinamiklerinin de dikkate alınması gerektiği söylenebilir.

Ele alınan dayanıklı kontrol yöntemleri kullanılarak pendubot kararsız denge noktası kontrolü için de türetilen kontrol algoritmalarının başarımları bilgisayar ortamında ve donanımlı benzetim tekniği kullanılarak donanımlı simülatörle denenmiştir. Doğrudan tahrikli motor dinamiklerinin de hesaplamalara katılarak pendubot dinamik modeli göreceli sistem derecesi 3 olarak 3-YDKKK yöntemi ile türetilen kontrolörün kararsız denge noktası civarında yakalama açısını 13.5 dereceye kadar çıkarması pendubot kontrolü için önemli bir başarımdır.

Bu tez çalışmasında, eksik tahrikli robot manipülatörlerinin hareket kontrolü için türetilen kontrolörlerin gerçekleştirilmesi bir Dsim kullanılarak yapılmıştır. Yüksek performanslı DT eksik tahrikli robotik kontrol sistemleri için tahrik elemanlarının dinamikleri önem arz ettiği için, bu sistemler için oluşturulan Dsim özellikle DT motorlar içermektedir. Dsim oluşturulma amacı; farklı kontrol yöntemleri kullanılarak esnek robot kolu etkileyen çeşitli dinamikler altında istenen referans yörüngeler için gerçek-zamanda yapılan deneylerle türetilen yöntemlerin etkinliğini denemektir. Kontrol algoritması ve sistem dinamik modelinin oluşturulduğu yazılım ile bunların mikrokontrolör üzerinden donanımla bütünleştirilmesi şeklinde donanımlı simülatörün yapısı özetlenebilir. Donanımlı benzetim tekniğinde amaç; kontrol edilen sistem yerine sistemin önemli donanım elemanlarının benzetim çevrimi içinde yer almasını sağlayarak bilgisayar benzetiminin üzerinde sistem davranışı hakkında daha gerçekçi analizler yapabilmektir. Bu amaçla tasarlanan donanımlı benzetim ortamı, eksik tahrikli robot manipülatörleri için tasarlanan

kontrolörlerin denenmesi, analizlerinin ve performans değerlendirmelerinin yapılabilmesi için oldukça yararlıdır.

Bu çalışma sonrasında eksik tahrikli sistemlerin kontrolu konusu YDKKK yöntemleri ile ele alınabilir. Özellikle silah sistemlerinin etkin ve hassas kontrolu konusu ile olduğu yerden inip kalkabilen hava araçlarının kontrolu, insansız hava araçlarının kontrolu için donanımlı simülatörler geliştirilip kontrolör tasarım çalışmaları daha etkin yapılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Sciavicco, L. and Siciliano, B.**, 2000. Modelling and Control of Robot Manipulators, Springer-Verlag, London.
- [2] **Book, W.J.**, 1984. Recursive Lagrangian dynamics of flexible manipulator arms, *International Journal. of Robotics Research*, **3/3**, 87-101.
- [3] **Spong, M.W.**, 1987. Modelling and control of elastic joint robot, *ASME J. of Dynamic Systems, Measurement and Control*, **109**, 310-319.
- [4] **Matsuno, F., Ito, K., Takahashi, R.**, 2001. Local accessibility and stabilization of an underactuated crawling robot with changing constraints, *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2001 ICRA.
- [5] **Murray, R.M., Sastry, S.S.**, 1993, Nonholonomic motion planning: Steering using sinusoids, *IEEE Transaction on Automatic Control*, **38**, 700-716.
- [6] **Dubowsky, S., Papadoupoulos**, 1993. the kinematics, dynamics, and control of free-flying and free-floating space robotic systems, *IEEE Transaction on Robotics and Automation*, **9**, 531-543.
- [7] **Odagaki, H., Moran, A., Hayase, M.**, 1997. Analysis of the dynamics and nonlinear control of under-actuated brachiation robots, *Proceedings of the 36th SICE Annual Conferences*, p.1137-1142.
- [8] **Spong, M.W.**, 1995. The swing up control problem for the Acrobot, *IEEE Control Systems Magazine*, **15/1**, 49-55.
- [9] **Spong, M.W.**, 1997. Underactuated Mechanical Systems *Control Problems in Robotics and Automation*, editors; Siciliano, B., and K.P.Valavanis, Springer-Verlag, London, UK.
- [10] **Slotine, J-J.E., LI, W.**, 1991. Applied Nonlinear Control; Prentice-Hall, New Jersey.
- [11] **Zhang, M., Tarn, T.-J.**, 2002. Hybrid control of the pendubot, *IEEE/ASME Transaction on Mechatronics*, **7(1)**,79-86.
- [12] **Arisoy, A., Gökaşan, M., Bogosyan, O.S.**,2006, Sliding mode based position control of a flexible-link arm, *The 12th International Power Electronics and Motion Control, EPE-PEMC'06, IEEE Conference*, Portoroz, Sloveia, August 30- September 1.

- [13] **Arisoy, A., Gökaşan, M., Bogosyan, O.S.**, 2006. Tip position control of a flexible-link arm, *The 9th International Workshop on Advanced Motion Control, AMC'06*, Istanbul, March 27-29.
- [14] **Arisoy, A., Gökaşan, M., Bogosyan, O.S.**, 2005. Partial feedback linearization control of a single flexible link robot manipulator, *Proceedings of the 2nd the IEEE International Conf.on Recent Advances in Space Technologies Session Papers*, RAST2005 in İstanbul, June 9-11.
- [15] **Dogan, M., Istefanopulos, Y., Khorasani, K.**, 2007. Optimal nonlinear controller design for flexible robot manipulators with adaptive internal model, *IET Control Theory Applications*, **1**(3), 770-778.
- [16] **Wang, D., Vidyasagar, M.**, 1989. Transfer function for a single flexible link, *Proceedings of IEEE International Conference Robotics and Automation*, pp.1042-1047.
- [17] **Odagaki, H., Moran, A., Hayase, M.**, 1997. Analysis of the dynamics and nonlinear control of under-actuated brachiation robots, *SICE '97. Proceedings of the 36th SICE Annual Conference*, 1137-1142, 29-31 July.
- [18] **Nakamura, Y., Woojin Chung, Sordalen, O.J.**, 2001. Design and control of the nonholonomic manipulator, *IEEE Transaction on Robotics and Automation*, **17**, 48-59.
- [19] **Jin-Ho Shin, Choon-Young Lee, Ju-Jang Lee**, 1999. Robust fault-tolerant control framework for robot manipulators with free-swinging joint failures: fault detection, identification and accommodation. *Intelligent Robots and Systems*, **1** , 185 – 190.
- [20] **Jin-Ho Shin, Ju-Jang Lee**, 1997. Robust adaptive control of underactuated robot manipulators in Cartesian space. *Proceedings of the Intelligent Robots and Systems Conference*, **1**, 491 - 497 .
- [21] **Min-Soeng Kim; Sang-Keon Oh; Jin-Ho Shin; Ju-Jang Lee**, 2001. Robust model reference adaptive control of underactuated robot manipulators. *Proceedings of the ISIE on Industrial Electronics*, , **3** , 1579-1584.
- [22] **Rosas-Flores, J.A., Alvarez-Gallegos, J., Castro-Linares, R.**, 2000. Stabilization of a class of underactuated systems, *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*, 2000., **3** , p.2168-2173.
- [23] **Mnif, F., Ghommam, J.**, 2002. Stabilization for a class of underactuated mechanical systems. *2002 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, **6** , 4-6.
- [24] **Shin, J.-H., Ju-Jang Lee**, 2000. Experimental verification for robust adaptive control of an underactuated robot manipulator with second-order nonholonomic constraints, *Proceedings of the Conferences on Intelligent Robots and Systems, IROS 2000*, **2**, 1534-1558.

- [25] **Geniele, H., Patel, R.V. and Khorasani, K.**, 1997. End-point control of a flexible-link manipulator: An experimental study, *IEEE Transaction on Control System Technology*, **5**, 556-570.
- [26] **Tso, S.K., Yang, T.W. , Xu, W.L., Sun, Z.Q.**, 2003. Vibration control for a flexible-link robot arm with deflection feedback, *International Journal of Non-Linear Mechanics*, **38**, 51-62.
- [27] **Sciliano, B. and Book, W.**, 1989. A singular perturbation approach to control of lightweight flexible manipulator, *International of Journal Robot*, **7**(4), 79-89.
- [28] **Khorrami, F., Jain, S., Tzes, A.**, 1995. Experimental results on adaptive nonlinear control and input pre-shaping for multi-link flexible manipulators, *Automatica*, **31**(1), 83-97.
- [29] **Yang J.H., Lian F.L. and Fu L. C.**, 1997. Nonlinear adaptive control for flexible link manipulators, *IEEE Transaction on Robotics and Automation*, **13**(1).
- [30] **Yang H., H. Krishnan and Ang, M.H.**, 1999. Tip-trajectory tracking control of single link flexible robots via output redefinition, in *Proceedings of the IEEE International Conference Robotics and Automation*, pp.1002-1107.
- [31] **Moallem, M., Patel, R.V. and Khorasani, K.**, 2001. Non-linear tip position tracking control of a flexible-link manipulator:theory and experiments, *Automatica*, **37**(1), 1825-1834.
- [32] **Rokui, M.R. and Khorasani, K.**, 2000. Experimental results on discrete-time nonlinear adaptive tracking control of a flexible-link manipulator, *IEEE Transaction Systems, Man and Cybernetics*, Part B, **30**(1), 151–164.
- [33] **Saber, R. O.**, 2001. Nonlinear control of underactuated mechanical systems with application to robotics and aerospace vehicles, *PhD thesis*, MIT, Cambridge, MA.
- [34] **Feliu V., Somolinos, J.A. and Garcia, A.**, 2003. Inverse dynamic based control system for a three-degree-of-freedom flexible arm, *IEEE Transaction on Robotics and Automation*, **19**(6), 1007-1014.
- [35] **Ryu, J.H., Kwon, D.S. and Park, Y.**, 2000. A robust controller design method for a flexible manipulator with a large time varying payload and parameter uncertainties, *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, **27**, 345-361.
- [36] **Bogosyan, S., Arabyan, A.**, 2007. High-order sliding mode based precise control of direct-drive systems under heavy uncertainties, *Journal of Systems and Control Engineering*, **221**(5).

- [37] **Jaritz, A. and Spong, M.W.**, 1996. An experimental comparison of robust control algorithms on a direct drive manipulator, *IEEE Tansaction on Control System Technology*, **4**(5), 627-640.
- [38] **Reyes, F. and Kelly, R.**, 2001. Experimental evaluation of model-based controllers on a direct drive robot arm, *Mechatronics*, **11**, 267-282.
- [39] **Bogosyan, S.O., and Gokasan, M.**, 1995. Adaptive torque ripple minimization of permanent magnet synchronous motors for direct drive applications, in *Proceedings of the IEEE IAS Annual Meeting*, **1**, p 231-237, Orlando, FL, October.
- [40] **Petrovic, V., Ortega, R., Stankovic, A.M. and Tadmor, G.**, 2000. Design and implementation of an adaptive controller for torque ripple minimization in PM synchronous motors, *IEEE Transaction on Power Electronics*, **15**(5).
- [41] **Xu, R., Ozguner, U.**, 2008. Sliding mode control of a class of underactuated systems, *Automatica*, **44**(1), 233-241.
- [42] **Sabanovic, A.**, 2007. SMC framework in motion control systems, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, **21**(8-9), p.731-744, October/November.
- [43] **Kostic, D., Jager, B. de and Steinbuch, M.**, 2002. Robust attenuation of direct-drive robot-tip vibrations, *Proceedings of the 2002 IEEE/RSJ, Int. Conference on Intelligent Robots and Systems*, p 2206-2212, Lausanne, Switzerland.
- [44] **Chen, X. and Fukuda, T.**, 2001. Robust sliding-mode tip position control for flexible arms, *IEEE Tansaction on Industrial Electronics*, **48**(6), 1048-1056.
- [45] **Chen, X., Sue C.-Yi, and Fukuda, T.**, 2003. Robust vibration control for flexible arms using the sliding mode method, *Asian Journal of Control*, **5**(4), 594-604.
- [46] **Gökasan M., Bogosyan, S., Sabanovic, A.**, 1998. A Sliding mode observer and for A single link arm, *Conference on Decision&Control, CDC'98*, p.3625-3626, Tampa, Florida.
- [47] **Choi S. B. and Cheon, J. W.**, 2004. Vibration control of a single-link flexible arm subjected to disturbances, *Journal of Sound and Vibration*, **271**(3-5), 1147-1156.
- [48] **Fung, E.H.K., Wong, J.C.C. and Cheung, F.C.K.**, 1996. An approach of variable structure control of a flexible-link manipulator, in *Procedings of the IEEE International Conference Industrial Electronics*, p. 1949-1953.

- [49] **Moallem, M., Horasani, K. and Patel, R.V.**, 1997. An inverse dynamics sliding mode technique for flexible multi-link manipulators, *In Proceedings American Control Conference*, (3), p. 1407-1411.
- [50] **Utkin, V., Lee, H.**, 2006. Chattering problem in sliding mode control systems, *2nd IFAC Conf. on Analysis and Design of Hybrid Systems*, Alghero, Italy, 7-9 June.
- [51] **Boiko, I., L. Fridman**, 2005. Analysis of chattering in continuous sliding-mode controllers, *IEEE Transaction on Automatic Control*, **50**(9), 1442-1446.
- [52] **Fridman, L.**, 2002. Singularly perturbed analysis of chattering in relay control systems, *IEEE Transaction Automatic Control*, **47**(12), 2079-2084.
- [53] **Emelyanov, S.V., Krovin, S.K. and Levant, A.**, 1993. Higher-order sliding modes in control systems, *Differential Equations*, **29**(11), 1627-1647.
- [54] **Levant, A.**, 1993, Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control, *Int. Journal of Control*, **58**(6), 1247-1263.
- [55] **Chen, X. and Fukuda, T.**, 2001. Robust sliding mode tip position control for flexible arms, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, **48**(6), 1048-1056.
- [56] **Shtessel, Y.B., Shkolnikov, I.A., Levant, A.**, 2007. Smooth second-order sliding modes: missile guidance application, *Automatica*, **43**, 1470 – 1476.
- [57] **Vuilmet, C.**, 2005. High order sliding mode control applied to a heavyweight torpedo, *In Proceedings of the IEEE Conference on Control Applications, CCA'05*, pp.61-66, Toronto, Canada, August 28-31.
- [58] **Hamerlain F., Achour, K., Floquet T., and Perruquetti, W.**, 2005. Higher order sliding mode control of wheeled mobile robots in the presence of sliding effects, *In Proceedings 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference*, pp. 1959-1963, Seville, Spain, December 12-15.
- [59] **Laghrouche, S., Plestan, F., and Glumineau, A.**, 2007. High order sliding mode control based on integral sliding mode., *Automatica*, **43**, 531–537.
- [60] **Levant, A.**, 2007. Finite differences in homogeneous discontinuous control., *IEEE Transaction on Automatic Control*, **52**(7), 1208-1217.
- [61] **Laghrouche, S., Plestan, F., and Glumineau, A.**, 2004. A higher sliding mode controller for a class of MIMO nonlinear systems: Application to PM synchronous motor control, *In Proceedings, American Control Conference, ACC*, Boston, Massachusetts, USA.

- [62] **F. Plestan, S.Laghrouche and A Glumineau**, 2004. Higher order sliding mode control for MIMO nonlinear systems, *In Proceedings of the International Workshop, on Variable Structure Systems, VSS'04*, vilanova, I la Geltr. Spain.
- [63] **Temeltas, H., Gokasan, M., Bogosyan, S., Kilic, A.**, 2002. Hardware in the loop simulation of robot manipulators through Internet in mechatronics education, *IECON 02, Industrial Electronics Society, 28th Annual Conference*, p.2617-2622.
- [64] **Grund, C.**,1995. First HIL-testbench for wheel slip control installed at Audi, *dSPACE News*, **4**, Issue 2.
- [65] **T. Singaraju, A. Turan, M. Gokasan, S. Bogosyan**, 2006. Hardware-in-the-loop simulation of PUMA 560 via internet, *In Proceedings of the IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, p.5426-5432, November.
- [66] **Georgiew, K.**, 1995. Airbus Flight Control System under Test, *dSPACE News*, **4**, Issue 2.
- [67] **Roche P.**, 1993.Hardware-in-the-loop simulation for electrical drive testing, *dSpace News*, University College Cork, Ireland.
- [68] **Temeltas, H., Gokasan, M., Bogosyan, O.S.**, 1999. A Hardware-in-the-loop simulator with actual torque for the mechatronics design of high performance robots, *Proceedings of IASTED, International Conferences Applied Model and Simulations*.
- [69] **Temeltas, H., Gokasan, M., Bogosyan, O.S.**, 2001. A nonlinear load simulator for robot manipulators, *Industrial Electronics Society, IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE* volume 1, p.357 – 362.
- [70] **Linjama M., T. Virvalo, J. Gustafsson, J. Lintula, V. Aaltonen and M. Kivikoski**, 2000. Hardware-in-the-loop environment for servo system controller design, tuning and testing, *Microprocessors and Microsystems*, **24**(1), 13-21.
- [71] **Carufel, J.; Martin, E.; Piedboeuf, J.-C.**, 2000. Control strategies for hardware-in-the-loop simulation of flexible space robots, *Control Theory and Applications, IEE Proceedings*, **147**(6), p.569 – 579, November.
- [72] **Spong, M.W. and Praly, L.**, 1996. Control of underactuated mechanical systems using switching and saturation,. *Proceedings of the Block Island Workshop on Control Using Logic Based Switching*.
- [73] **Spong, M.W. and Block D.J.**, 1995. The pendubot: a mechatronic system for control research and education, *Procedeings of the 34th IEEE Conference on Decision and Control*, p. 555-556, New Orleans.

- [74] **Chung C. C. and Hauser J.**, 1995. Nonlinear control of a swinging pendulum, *Automatica*, **40**, 851-862.
- [75] **Astrom, K. J. and Furuta, K.**, 1996. Swinging up a pendulum by energy control, *IFAC*, San Francisco.
- [76] **Spong, M.W.**, 1996. Energy based control of a class of underactuated mechanical systems, *1996 IFAC World Congress*, July.
- [77] **Luca A. De, and Siciliano, B.**, 1989. Trajectory control of a non-linear one-link flexible arm, *Int. Journal of Control*, **50(5)**, 1699-1715.
- [78] **Utkin, V.I.**, 1993. Sliding mode control in dynamic systems, *Decision and Control, Proceedings of the 32nd IEEE Conference on* , 15-17 December, **3**, p.2446–2451.
- [79] **Young, K.D., Utkin, V.I., Ozguner, U.**, 1999. A control engineer's guide to sliding mode control, *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, **7(3)**, 328 – 342.
- [80] **Utkin, V.I.**, 1993. Variable structure systems and sliding mode, *Variable Structure Control for Robotics and Aerospace Applications* edited by K.K.D.Young, Elsevier.
- [81] **Fridman, L., Levant, A.**, 1996. Sliding modes of higher order as a natural phenomenon in control theory, robust control via variable structure & lyapunov techniques, *Lecture Notes in Control and Information Science: 217*, pp.107-133, editors; F.Garofalo, L.Glielmo, Springer-Verlag, London.
- [82] **Levant, A.**, 2000. High order sliding:Differantiation and black-box control, *Decision and Control, Proceedings of the 39th IEEE Conference*, **2**, pp.1703–1708, 12-15 December.
- [83] **Güzelbeyoğlu, N.**, 1998. Elektrik makinaları I,II İTÜ Elk.Elkt.Fakültesi Baskı Atelyesi, s.87-177, İstanbul.
- [84] **Tripathi, A., Khambadkone,M., Panda, S.K.**, 2005. Torque riple analysis and dynamic performance of a space vector modulation based control method for AC-drives, *IEEE transaction on Power Electronics*, **20(2)**, 485-492.
- [85] **Levant, A.**, 2003. Quasi-continuous higher-order sliding-mode controllers, *IEEE Proceedings of the Conferences on Decision and Control*, Hawaii, USA.
- [86] **Arisoy, A., Gökaşan, M.**, 2004. Konum kontrol uygulamalarında donanım içi simülatör kullanımı, *Havacılıkda İleri Teknolojiler Konferansı*, İstanbul, 9-11 Aralık.

ÖZGEÇMİŞ

Aydemir ARISOY 1967 yılında Malatya’da doğmuştur. İlkokul ve ortaokulu Eskişehir’de, liseyi 1985 yılında İzmir Çınarlı Teknik Lisesi Elektrik Bölümünde bitirmiştir. 1989 yılında İstanbul Yıldız Teknik Üniversitesi’nden Elektrik Mühendisi olarak mezun olmuştur. GMAT Opel Torbalı şantiyesinde Elektrik Kontrol Mühendisi olarak yaklaşık bir yıl çalışmıştır. Bu arada girmiş olduğu Hava Kuvvetleri Komutanlığı muvazzaf subaylık sınavlarında başarılı olarak 1990 yılında Hava Kuvvetleri Komutanlığı’nda mühendis subay olarak göreve başlamıştır. 1990–1998 yılları arasında Ankara’da 3ncü Hava İkmal Bakım Merkezi Komutanlığı’nda değişik birimlerde proje subaylığı, atelye şefliği, grup amirliği, şube müdürlüğü gibi farklı görevlerde bulunmuştur. 1998 yılı bahar döneminde ODTÜ yüksek lisans programları bilim sınavında başarılı olarak yüksek lisans öğrenimine başlamıştır. Bu üniversitenin Elektrik-Elektronik Mühendisliği yüksek lisans programını 08 Aralık 2000 tarihinde tamamlayarak Elk.-Elkt.Yüksek Mühendisi ünvanını almıştır. Akabinde Hava Harp Okulu Dekanlığı, Elektronik Mühendisliği Bölümüne öğretim elemanı olarak atanmıştır. 2001 yılı bahar döneminde İTÜ Elektrik Mühendisliği ABD, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği doktora programına kabul edilmiştir. Halen Hava Harp Okulu Dekanlığı Elektronik Mühendisliği Bölümü, Kontrol ABD Başkanı olarak görev yapmaktadır. Otomatik Kontrol, Devre Teorisi, Enerji Dönüşüm Temelleri, Elektrik Mühendisliğinin Temelleri derslerini vermekte, Kontrol Laboratuvarı, Analog Elektronik Laboratuvarı ve Devre Temelleri Laboratuvarı derslerini yürütmektedir. Evli ve iki çocuk sahibi olan Aydemir ARISOY, İngilizce bilmektedir.